NUMERO 4

LIRE 350

STEREO POWER AMPLIFIER MASTER AUDIO CONTROL

MODELLO X - 100

prezzo speciale

L. 139.000

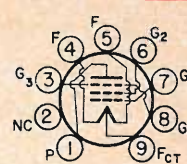
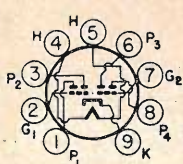
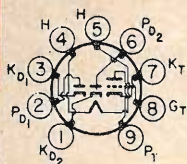
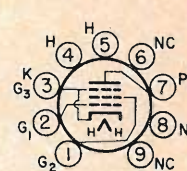
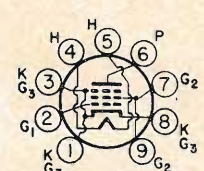
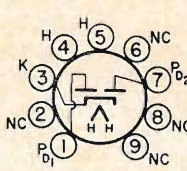
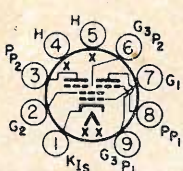
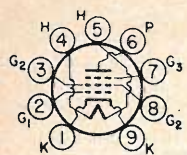
senza mobiletto contenitore

CARATTERISTICHE

Uscite per altoparlante: 4,8 e 16 ohm per ogni canale.
Ingressi: Quattordici jack: sei a basso livello, otto ad alto livello, quattro magnetici (per fono o nastro), 2 ceramici o magnetici ad alto livello.
Uscite: Tre attraverso jack: due per registratore, una per canale centrale.
Comandi di regolazione: Controllo del volume, controllo della curva dell'intensità, commutatore di equalizzazione a due posizioni: RIAA per fono e NARTB per nastro, controllo dei bassi e degli acuti (individuali per ogni canale), bilanciamento, filtri antifruscio e antirombo, canale centrale, controllo dei livelli fono e nastro, regolazione della tensione di polarizzazione per le migliori condizioni di funzionamento degli amplificatori, selettori d'ingresso a cinque posizioni: mono-fono, inversione, stereo. A-B (in posizione mono-fono si può ascoltare senza disturbi un disco monofonico usando una capsula stereo).
Potenza: 18 Watt per canale effettivi.
Risposta di frequenza: entro ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz.
Distorsione armonica: 0,5% a 18 Watt.
Rumore totale: Più di 90 dB al disotto dell'uscita nominale.
Separazione dei canali: Migliore di 50 dB.
Sensibilità a bassi livelli: (per l'uscita nominale): Fono magn. basso livello: 3,6 mV; Nastro: 2,2 mV.
Sensibilità ad alti livelli: (per l'uscita nominale): Sintonizzatore 0,22 Volt; Aux 1 0,18 Volt; Aux 2: 0,18 Volt; Monitore: 0,5 Volt.
Tubi impiegati: Undici: 4 - ECC83/7025/12AX7; 2 - 7247; 4 - EL84/6BO5; - 1 - GZ34/5AR4.
Alimentazione: 220 Volt c.a. 50 Hz 125 Watt.
Dimensioni: 37 x 30,1 x 10,6 cm.
Peso: 10 Kg. circa.

Rappresentante generale per l' Italia:

LARIR INTERNATIONAL S.p.A.

VIALE PREMUDA 38/A - **MILANO** - TELEFONI 79 57 62 - 79 57 63 - 78 07 30

TUBI ELETTRONICI PER INDUSTRIE, PROFESSIONALI, SPECIALI • DI SOLA COSTANTE IMPORTAZIONE USA • VASTO ASSORTIMENTO PRONTO • CAMPIONATURE E QUOTAZIONI A RICHIESTA

NATIONAL LEAD Co-INC. NEW YORK

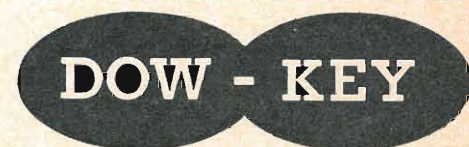
PRIMI FORNITORI DELL'INDUSTRIA ELETTRONICA USA

LEGHE DI STAGNO IN FILO, BARRE E ALTRE FORME PER SALDATURA • METALLI PURISSIMI DI TITOLO GARANTITO • DEOSSIDANTI ASSOLUTAMENTE NON CORROSIVI A TOTALE VOLATIZZAZIONE • TRASCURABILE ESALAZIONE FUMI, BASSO INDICE TOSSICITÀ • ELEVATA SCORREVOLEZZA • TEMPI MINIMI SALDATURA • CATENE PIÙ RAPIDE • CAMPIONI GRATUITI • QUOTAZIONI COMPETITIVE

RICEVITORI E RICETRASMETTITORI PROFESSIONALI, TRAFFICO, COMMERCIALI • COMPONENTI ELETTRONICI • ALTA QUALITÀ PER INDUSTRIE ELETTRONICHE

ANTENNE ROMBICHE, CONICHE, LOG PERIODIC FISSE E ROTATIVE A FASCIO A PIÙ ELEMENTI, VERTICALI MOBILI, SPECIALI PER IMPIEGHI MILITARI, TRAFFICO, COMMERCIALI • PROGETTI E REALIZZAZIONI PARTICOLARI

ROTATORI PER ANTENNE • TIPI E POTENZE VARIE • INDICATORI POSIZIONE MILIAMPEROMETRICI, A COLLIMAZIONE, GIROSCOPICI • TELECOMANDO CON CAVI O ULTRASUONI
CONDENSATORI FISSI DI OGNI TIPO PER INDUSTRIE ELETTRONICHE

RELAYS COASSIALI PROFESSIONALI PER INDUSTRIE ELETTRONICHE, SEMPLICI, DOPPI, STELLARI, RELAYS ELETTRONICI • MICRORELAYS • CONNETTORI SPECIALI

FORNITURE DI TRASMETTITORI, RICEVITORI, APPARATI SPECIALI, PONTI RF • CONDENSATORI FISSI E VARIABILI NEL VUOTO • ACCESSORI E COMPONENTI PER INDUSTRIE E LABORATORI DI ELETTRONICA • IMPORTAZIONE DI MATERIALI SPECIALI IN VIA DEFINITIVA O IN TEMPORANEA • CHIEDERE OFFERTE E CONDIZIONI

STANDARD ELETTRONICA ITALIANA S.p.A.

SEDE CENTRALE GENOVA - VIA ORLANDO 24, TEL. 39 145

DISTRIBUTORI AUTORIZZATI IN TUTTA ITALIA

PIONEER

amplificatori

La nuova serie "Multiplex" che riceve i programmi radio stereofonici!

G-205

Amplificatore stereofonico monoblocco completo di radio sintonizzatore in Onde Medie, Modulazione di Frequenza e F. M. Multiplex Stereo, con controllo automatico di frequenza.

Circuito finale in doppio controfase di ECL 86 (16+16 watt picco, 12+12 watt indistorti).

Linearità 10-80.000 cps.

Ingressi FONO MAGN (3 mV.) CRYSTAL (50 pV) AUX (150 mV) e NASTRO (150 mV).

Uscite altoparlanti 8 e 16 ohm, Canale Centrale e Registratore.

Controllo BASSI e ACUTI, TAPE MONITORING, compensazione fisiologica, filtro antirombo e antifruscio.

Antenna in ferrita orientabile per aumentare la sensibilità.

19 valvole e 7 diodi - Dimensioni mm. 470x140x330.

Lit. 220.000

SX-40 / SX-82

Amplificatore stereofonico monoblocco completo di radiosintonizzatore in Onde Medie, Modulazione di Frequenza e F.M. Multiplex Stereo.

Circuito finale con doppio controfase di EL 84 (SX-40) o 7189 (SX-82) con potenza di picco 20+20 watt (SX-40) o 40+40 watt. (SX-82), indistorta 15+15 watt. (SX-40) o 28+28 watt (SX-82).

Indicatore speciale per trasmissioni stereofoniche

SX-40: 19 valvole - 8 diodi mm. 475x160x330 **L. 270.000**

SX-82: 24 valvole - 11 diodi mm. 420x160x410 **L. 320.000**

SM-801

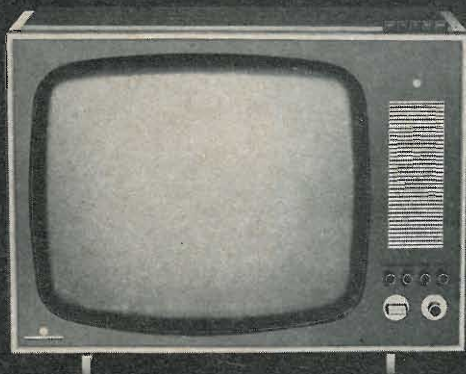
Amplificatore stereofonico professionale (45+45 watt punta, 35+35 indistorti) con doppio strumento di controllo. 20-100.000 cps. ± 1 dB.

Stadio finale in controfase di 7561 - preamplificatore con filamenti in c.c. - Ingressi anche per testina nastro - Uscita per cuffia e canale centrale - Tape Monitoring. 10 valvole - 4 diodi - dimens.: mm. 425x150x325 **L. 220.000**

SM-83

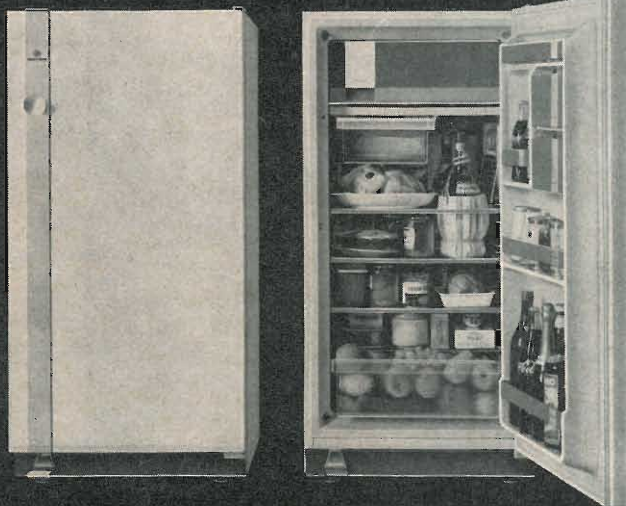
Nuovo Amplificatore Stereo 40+40 watt picco (28+28 indistorti) con doppio controfase di 7189 - 5-100.000 cps. ± 1 dB. - Ingressi anche per testina nastro e microfono. Comandi BASSI-ACUTI indipendenti sui due canali.
Presa cuffia e Registratore - 9 valvole - 2 diodi - Dimens.: mm. 380x135x340.

Lit. 180.000

MAGGIORI VANTAGGI E PERFEZIONE TECNICA NEI PRODOTTI CGE

TELEVISORI « SEMPRE A FUOCO »

- SINTONIA AUTOMATICA che regola ogni istante l'immagine e il suono
- altoparlante e comandi frontali che agevolano la sistemazione dell'apparecchio tra i mobili della casa
- cinescopio BONDED
- linea elegante

LAVABIANCHERIA CASTALIA SUPER 4 E SUPER 6

«possiedono la più ricca esperienza di lavaggio»
- lavano rispettivamente 4 e 6 chili di biancheria asciutta
- 10 programmi principali e numerose altre combinazioni per il lavaggio di ogni tipo di tessuto
- introduzione e scioglimento automatico del detersivo durante il prelavaggio e il lavaggio
- lavano a fondo con o senza centrifugazione
- restituiscono il bucato pronto per la stiratura
- stabili, robuste, non vibrano
- la Castalia Super 4 è dotata di rotelle rientrabili con comando a pedale

FRIGORIFERI ANTARTIDE
LITRI 130 - 160 - 200 - 245

«chiusi o aperti spiccano sempre i loro vantaggi»
superlinea - massima capienza - alta qualità
- spazio interno razionalmente studiato per una massima capienza - piani di appoggio spostabili ed estraibili
- materiali scelti e collaudati da esperienza decennale
- chiusura con guarnizione magnetica
- completo isolamento termico con minor costo d'esercizio e maggiore durata
- sbrinamento automatico a pulsante (istantaneo a inversione di ciclo nel modello da 245 litri)

GLI APPARECCHI CGE SPICCANO NEL VOSTRO NEGOZIO E SODDISFANO OGNI ESIGENZA DEI VOSTRI CLIENTI

COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ
MILANO

La CGE, consociata della General Electric Company - USA, vi presenta una gamma completa di apparecchi perfetti in tutto: lavabiancheria, frigoriferi, televisori, radio, lavastoviglie, condizionatori e tanti altri per tutte le esigenze dei vostri clienti. CGE offre un pronto ed efficiente servizio di assistenza.

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

•

BELLUNO - Sede

Via Col di Lana, 36
Telefono 41.02

MILANO - Filiale

Via Cosimo del Fante, 14
Telefono 833.371

Nuovo modello AN - 250

Con dispositivo di protezione

derivato dal mod. AN - 248

20.000 OHM x V c.c. e c.a.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

- **Scatola e pannello INDEFORMABILI, RESISTENTI AGLI ACIDI ED AL CALORE.**
- **Quadrante a specchio con cinque scale a colori.**
- **Cambio pila dall'esterno, SENZA APRIRE L'APPARECCHIO.**
- **Portate amperometriche anche in CORRENTE ALTERNATA.**
- **Portate ohmmetriche DA 1 A 100 Mohm CON ALIMENTAZIONE A PILE INTERNE.**
- **Sensibilità 20.000 Ω per V, sia in c.c. che in c.a.**
- **Commutatore rotante speciale per le inserzioni VA - c.c. - c.a. - Ohm.**
- **DISPOSITIVO DI PROTEZIONE CONTRO SOVRACCARICHI PER ERRATE INSERZIONI.**

MISURE

V c.c.	300 mV - 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
V c.a.	300 mV - 5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
A c.c.	50 µA - 0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A
A c.a.	0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A
V B.F.	5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
Ω	10.000 - 100.000 Ω - 1 - 10 - 100 mΩ
dB	—10 +62 dB

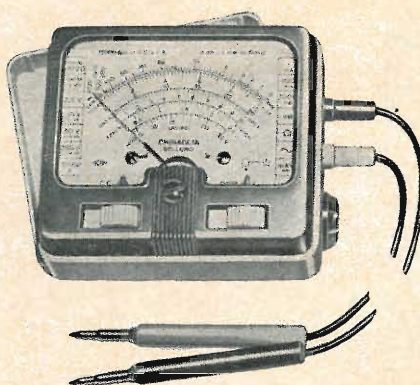
41 PORTATE

A richiesta puntale AT-250 per estendere le portate del Voltmetro fino a 25 kV.

Dimensioni mm. 150×95×50

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE 106

Dimensioni mm. 125×195×100

MICROTESTER 310
10.000 OHM × V

Dimensioni mm. 95×84×48

1000
2000
Ω V

MIGNONTESTER 300
L. 5.950
compreso astuccio

MODELLO NOVITÀ

Dimensioni mm. 90×87×37

OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE
Mod. 320

Dimensioni mm. 195×125×295

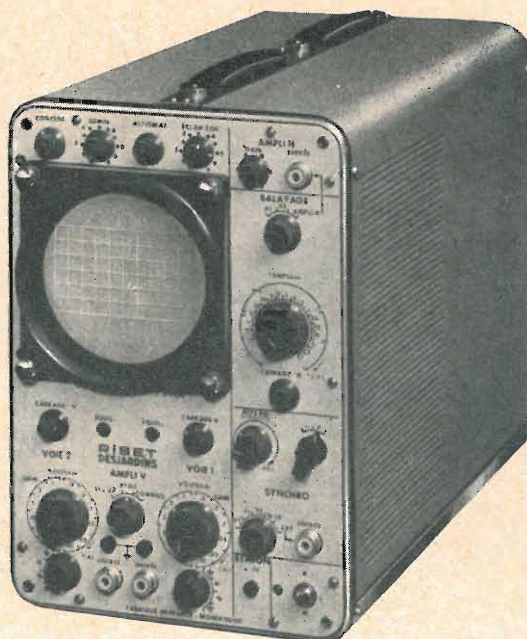
PROVATRANSISTORI
Mod. 650

Dimensioni mm. 195×125×75

PROVAVALVOLE
Mod. 560
per tipi americani - europei subminiature - cinescopi - diodi

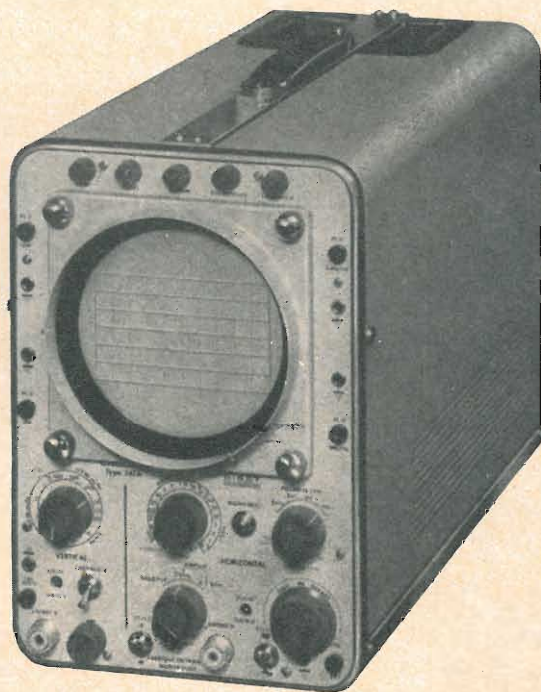
Dimensioni mm. 245×305×115

OSCILLOSCOPIO MOD. 243A CON UNITA' A CASSETTO

Amplificatore verticale (quando usato con preamplificatore T130 a cassetto) - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz. - Sensibilità: 5 mV/cm. c.a., 50 mV/cm. c.c. • **Base di tempo:** da 10 s/cm. a 0,1 µs/cm. - Ingranditore × 5 - **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., HF, auto - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 300 KHz - Sensibilità: 250 mV/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Potenziale acceleratore: 10 KV - Dimensioni immagine: 6 × 10 cm.

OSCILLOSCOPIO MOD. 246A A DOPPIA TRACCIA

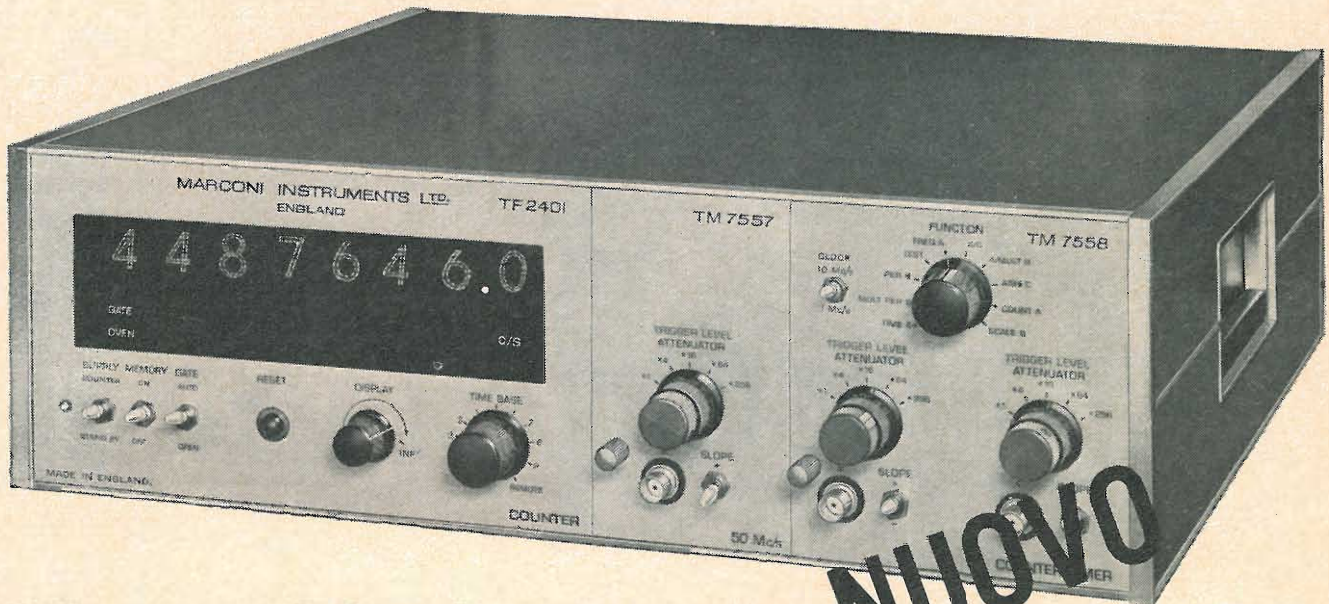
Amplificatore verticale - Due tracce: A, B, A + B, A — B - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 10 mV/cm. c.a., c.c. • **Base dei tempi:** Velocità di scansione: 2 s/cm. a 1 µs/cm. in 20 scatti. Ingranditore × 5 - Regolazione del livello del trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 1,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

OSCILLOSCOPIO MOD. 245A PORTATILE

Amplificatore verticale - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz - Sensibilità: 50 mV/div. c.c., 5 mV/div. c.a. • **Base di tempo:** Velocità di scansione: 0,2 µs/div. a 2 s/div. • **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., auto, HF, regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale:** Larghezza di banda: c.c. ÷ 2 MHz - Sensibilità: 1,5 V/div. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 7 cm. - Potenziale acceleratore: 4 KV.

OSCILLOSCOPIO MOD. 247A PER USI GENERALI

Amplificatore verticale - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 50 mV/cm. c.c., 5 mV/cm. c.a. - Attenuatore calibrato: 5 mV/cm. a 20 V/cm. in 12 gradini - Impedenza d'ingresso: 1 MΩ ÷ 47 pF • **Base dei tempi:** Ricorrente o sganciata - Gamma di scansione: 0,5 µs/cm. a 1 s/cm. in 20 gradini - 5 sistemi: scansione singola HF-LF, linea TV - quadro TV - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 500 KMz - Sensibilità: 0,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici** - Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

LETTURA DIRETTA FINO A 50 MHz

(estensibile sino a 500 MHz con unità di innesto)

Marconi Instruments Contatore Transistorizzato

* Letture di 8 cifre in linea con memoria. Presentazione di frequenze e tempi. Posizionamento della virgola automatico. Tempo di presentazione variabile con continuità da 0,1 a 10 sec, con possibilità di tenere la durata della presentazione per un tempo indefinito e rimesso a zero manuale.
* Base dei tempi da 1 μsec a 100 sec selezionabili in passi decimali per misure di frequenze. Misure di tempo e di periodo. Stabilità dell'oscillatore a quarzo ±2 parti in 10^9. Dispositivo di controllo incorporato.
* Costruzione modulare del contatore con schede ad innesto e unità supplementari per la misura di tempi lunghi.
* Circuito interamente transistorizzato. Amplificatore di ingresso, 'gates', divisori e unità di conteggio decadiche su schede ad innesto separate.

TF 2401

Un nome sicuro per una misura sicura

Per le Vostre richieste, Vi preghiamo rivolgerVi alla nostra Rappresentante:

MARCONI ITALIANA S.p.A.,

Genova-Cornigliano—Via. A Negrone, IA. Tel: 47 32 51-47 97 41
Milano—Via del Don, 6. Tel: 86 26 01-80 42 61
Roma—Via Adige, 39. Tel: 86 17 13-86 33 41

TC2571

ALTA FEDELTÀ

Amplificatore di potenza e Centro di Controllo Decadale Stereofonici a Stato Solido ACOUSTECH. La più notevole novità nel campo dell'alta fedeltà di classe, apparsa negli ultimi anni è ora disponibile in Italia. Costruzione professionale utilizzante materiali di classe « calcolatore elettronico e missilistico » di massima precisione.

Amplificatore di potenza ACOUSTECH I Watt 40 per canale continui. Freq. a 40 W. con i due canali in funzione: 20 - 250.000 Hz. 0.9% distorsione armonica totale; 0.9% intermodulazione a 40 W. attraverso l'intera gamma. Uscita con transistor di potenza al silicio. Senza trasformatori d'uscita. Assenza di ogni disturbo. Alimentazione 220 V. Dispositivi prevenzione corti circuiti. Interamente cablato. Garantito 5 anni. $ 495.

Centro controllo stereo (e preamplificatore) ACOUSTECH II. Ingressi da 3 mV in su. Uscite multiple. 2 regolatori volume con attenuatori decadali (10 db) e micro (2 db). Circuiti professionali in glass-epoxy. 10 transistor per canale + gruppo alimentatore a ponte. Filtri, loudness, toni etc. Freq. 2-250.000 ± 1 db, 1-600.000 ± 3 db. Distorsione. 0.25% da 20 a 20.000; a 2,5 V. Intermodulazione 60 e 6000 Hz. miscellati 4:1 meno dello 0.25% a 2.5 Volt. Tempo di salita: 1,5 msec. Alimentazione 220 V. Interamente cablato Garantito 5 anni $ 348.

Esclusivista per l'Italia: **AUDIO** - **TORINO, via G. Casalis, 41 - Telefono 761.133**
Che rappresenta anche: AR Inc. MARANTZ, FAIRCHILD, GRADO, AUDIO DEVICES, ERIC, KARG,

Distributori: ROMA: ALTA FEDELTA' di FEDERICI, C d'Italia 34/A, MILANO: FURCHT, Via Croce Rossa 1, TRE VENEZIE: ZEN Vicolo del Convento 8 SCHIO, TORINO: BALESTRA C. Raffaello 23; HIRTEL C. Francia 30. FIRENZE: AUDIOTEC, Via Lambertesca 3, BARI: LOSURDO, Via Petroni 39, PROVINCE LOMBARDE: SONO PLAN, P. Matteotti 6 BERGAMO.

STUDIO PELLEGRI

ACCESSORI **RADIO TV**

VALVOLE

TRANSISTORI

SCONTI ECCEZIONALI

TUBI TV

RADIO ARGENTINA

RICHIEDERE OFFERTA

ROMA

VIA TORRE ARGENTINA, 47

TEL. 565.989 - 569.998

PHILIPS TELEFUNKEN FIVRE A.T.E.S. R.C.A. | R.C.A SILVANIA DUMONT

Simpson

INSTRUMENTS THAT STAY ACCURATE

MOD. 261

ECCO IL TESTER IDEALE

PERCHÈ

PERCHÈ È PROTETTO

Protezione statica (a diodo) contro i sovraccarichi anche 200.000 volte superiori al f.s. Magnete autoschermante a protezione da influenze di campi magnetici esterni. Gioielli montati su molle per resistere senza danno ad urti e vibrazioni.

PERCHÈ È PRECISO

± 1½ % in C.C. ± 3 % in C.A. - scala a specchio e indice a coltello - circuito di taratura incorporato.

PERCHÈ È VERSATILE

Oltre alle portate del tester Vcc (250 mV - 5000 V) - Vca (2,5 a 5000 V) - V uscita (2,5 a 250 V) - DB (— 20 a + 50) - Icc (50 μA a 10 A) - R (12Ω a 20 MΩ) si possono aggiungere i segg. adattatori per estendere le prestazioni:

Mod. 650 Misura transistori
Mod. 651 Voltmetro a valvola c.c.
Mod. 652 Misuratore di temperatura
Mod. 653 Amperometro in c.a.
Mod. 654 Wattmetro audio
Mod. 655 Attenuatore microvoltmetrico
Mod. 656 Prova batterie
Mod. 657 Milliohmmetro
Mod. 661 Amperometro per c.c.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

Dott. Ing. M. VIANELLO

Sede: **MILANO - Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081/811**
Filiale: **ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme, 97 - Tel. 7567.250/941**

SIEMENS
COMPONENTI

Due nuove valvole amplificatrici professionali

ECC 8100 doppio triodo VHF

a bassa reazione per il campo di frequenza fino a 300 MHz, esecuzione miniatura con zoccolo a 9 piedini particolarmente indicato per amplificatori d'antenna in banda III.

2 punti di lavoro per prestadio e stadio finale (15 mA e 25 mA)
impiego universale
basso rumore ed elevata amplificazione
semplice neutralizzazione data la piccola capacità anodo-griglia (0,45 pF)

Dati tecnici:

Sistema I	Sistema II	
$U_a = 90$ V	90 V	v_L (B = 8 MHz) = 30 dB
$I_a = 25$ mA	25 mA	$U_a \approx$ (60 Ω) = 6 V
$S = 16$ mA/V	20 mA/V	$F = 2{,}8$ kT_O
$\mu = 30$	30	

EC 8010 triodo UHF

nuovo triodo UHF con un campo di frequenza fino a 1000 MHz per stadi finali; amplificatori a larga banda, amplificatori d'antenna in banda IV/V e oscillatori in inserzione griglia a massa.

elevata amplificazione
bassa reazione
elevata potenza d'uscita

Dati tecnici:

$U_a = 160$ V	$C_{ak} \approx 0{,}08$ pF
$I_a = 25 - 30$ mA	$f = 800$ MHz
$S = 28 - 30$ mA/V	$v_L \approx 15$ dB
$\mu = 60$	$U_a \approx$ (800 MHz, 60 Ω) $\approx$ 4 V

SIEMENS & HALSKE AG - SETTORE COMPONENTI
Rappresentanza per l'Italia
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

ANNO XXXVI **4**

APRILE 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

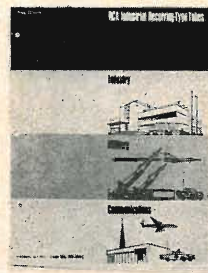
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

Creata dalla mano dell'esperienza

Per le Vostre applicazioni professionali richiedete tubi riceventi "PREMIUM" RCA.

Le caratteristiche e il grado di affidamento dei tubi « PREMIUM » iniziano con la progettazione basata su rigide specifiche. Uno stretto controllo di qualità, ad ogni grado della produzione, assicura una piccola tolleranza sulle specifiche. Il risultato è che i tubi « PREMIUM » offrono un alto grado di sicurezza in applicazioni professionali.
I tubi « PREMIUM » sono controllati automaticamente su uno speciale analizzatore e registratore della RCA capace di effettuare fino a 1200 controlli per ora su 22 caratteristiche. Questo analizzatore permette un accurato controllo sulla uniformità delle caratteristiche dei tubi «PREMIUM». Un'altra serie di prove rigorose permette il controllo dei tubi « PREMIUM » sotto severe condizioni di funzionamento: prova d'urto, di fatica, di rumore a frequenza audio, di microfonicità e prove di vita.

Le caratteristiche dei tubi « PREMIUM » sono continuamente perfezionate con l'uso di migliori materiali grezzi, montaggi e procedure perfezionate, sfruttando tutti i vantaggi dei nuovi sviluppi nella tecnologia dei tubi.
Ogni tubo « PREMIUM » riflette le imponenti ricerche e le capacità costruttive di quasi 40 anni di esperienza all'avanguardia nelle costruzioni di tubi elettronici.

Per informazioni su tubi « PREMIUM » riguardanti le prove speciali e i controlli su ogni tipo richiedete il manuale RCA Industrial Receiving Type Tubes RIT-104C alla:

MILANO - Via dei Gracchi, 20 ang. Via delle Stelline, 2 - Tel. 4696551 (5 linee)
ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855366 - 869009
TORINO - Corso Castelfidardo, 21 - Tel. 40075 - 43527

LIVORNO - ROMAGNOLI - ELETTRONICA Via Montegrappa 5/1 Tel. 24627
GENOVA - PASINI e ROSSI - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 Tel. 893465 - 879410

dott. ing. Alessandro Banfi

Ancora sulla TV a colori

Sono ormai note le varie vicende che hanno caratterizzato l'attività delle Commissioni C.C.I.R. e U.E.R. per la scelta del sistema di TV a colori da adottare per l'Europa.

Tutta la stampa tecnica internazionale ne ha parlato diffusamente ed è pertanto dovere di cronaca riferirne ai nostri lettori.

Nell'ultima riunione del C.C.I.R. svoltasi a Londra verso la fine del febbraio scorso, non si è pervenuti ad alcun accordo fra le varie nazioni interessate; si è anzi deciso di rinviare ogni decisione alla prossima riunione del C.C.I.R. che avrà luogo a Vienna nel febbraio 1965.

Comunque, come primo orientamento si è saputo che Inghilterra e Olanda opterebbero per il sistema americano N.T.S.C., mentre Germania e Svizzera propenderebbero per il sistema tedesco PAL, d'altronde molto simile allo N.T.S.C. Ovviamente la Francia rimane orientata verso il SECAM.

L'Inghilterra però, che ha molta fretta di addivenire ad una definizione del problema, anche a costo di sottrarsi alla decisione comune dell'U.E.R., ha indetto per la fine di marzo u.s. una riunione interna fra l'industria, la B.B.C. ed il Ministero Poste (P.M.G.) per esaminare la situazione generale della TV a colori sotto il profilo delle esigenze nazionali. Al momento di andare in macchina non ci sono ancora pervenute notizie precise circa il risultato di tale riunione.

Per quanto riguarda il nostro Paese, non c'è nulla di nuovo da segnalare, fatta eccezione del rinnovato impegno da parte della R.A.I., in accordo col Ministero delle Telecomunicazioni, di proseguire regolarmente, in collaborazione con l'industria elettronica italiana, le prove sperimentali coi tre sistemi in lizza per poter contribuire validamente in seno all'U.E.R. alla scelta del sistema europeo di TV a colori.

Già sin d'ora, però, si intravvede la superiorità pratica del sistema N.T.S.C., che con i suoi dodici anni d'esperienza, ha affinato e perfezionato il ricevitore al punto da renderlo di uso molto semplice e sicuro, con un costo di produzione sensibilmente inferiore a quello di alcuni anni addietro.

La concorrenza dei sistemi SECAM e PAL è invece più sentita nella catena di trasmissione (ponti-radio, trasmettitori, registrazione) in cui il sistema N.T.S.C. accusa qualche inconveniente, comunque quasi sempre rimediabile con opportuni interventi tecnici.

E poichè si riparla di colore, dobbiamo ancora una volta ricordare che anche dopo la scelta del sistema, che come abbiamo detto è stata rimandata al prossimo anno, passeranno ancora non meno di due anni prima di poter ricevere dei programmi sia pure sperimentali e raggiungere una disponibilità d'acquisto di televisori a colori. Televisori che, è bene ripeterlo, saranno piuttosto costosi: intorno al mezzo milione ciascuno, le prime serie di produzione.

Si spera naturalmente che con una produzione intensificata il costo del televisore a colori possa ridursi sensibilmente. Ciò però non potrà avverarsi che fra un quinquennio almeno.

E proprio il caso di dire: chi vivrà, vedrà... a colori.

A

dott. ing. Giuseppe Baldan

Decodificatore stereo con e senza circuito di commutazione automatica*

Per la ricezione delle trasmissioni radio in stereofonia secondo la norma FCC si devono risolvere 2 problemi. Uno è il peggioramento del rapporto segnale/disturbo rispetto alla ricezione in monofonia; l'altro è la formazione di frequenze laterali non armoniche. Questi svantaggi si possono eliminare, entro certi limiti, mediante migliori antenne e migliori ricevitori. Un ruolo importantissimo è però quello svolto dal decodificatore e dal tipo di circuito che esso impiega. In questo articolo faremo alcune considerazioni teoriche su questo argomento ed inoltre descriveremo il nuovo decodificatore per stereofonia della Grundig.

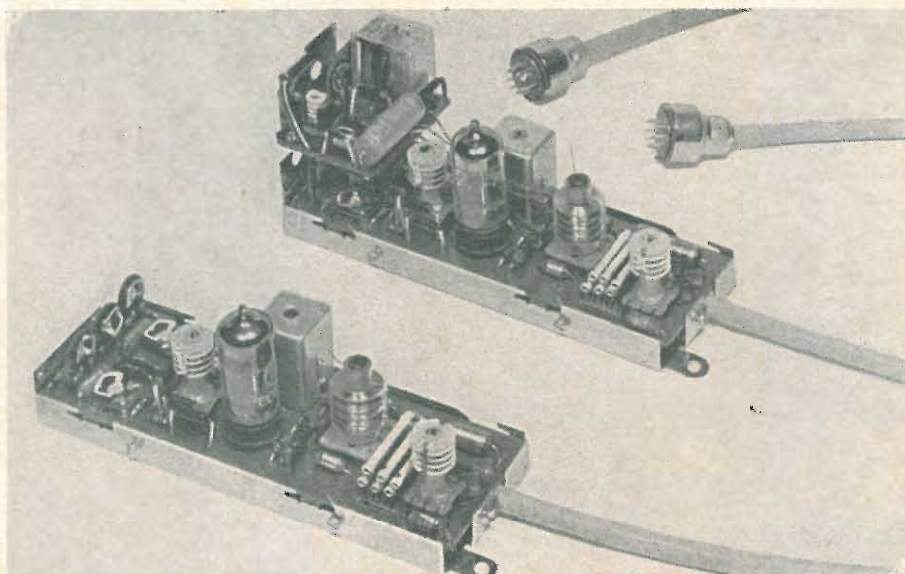



Fig. 1 - Decodificatori per stereofonia GRUNDIG. L'esecuzione superiore è provvista di un circuito per la commutazione automatica mono-stereo.

1. - RAPPORTO SEGNALE-RUMORE

Il peggioramento del rapporto segnale-rumore della ricezione in stereofonia è provocato dai rumori introdotti attraverso il canale pilota o quello multiplex. Queste frequenze di rumore, che stanno al di sopra della banda udibile, vengono trasposte nel campo delle frequenze foniche dalla portante stereo.

La portante pilota ha un pessimo rapporto segnale/disturbo perchè essa prende parte alla modulazione della portante principale con solo il 10%. Nel decodificatore possono agire completamente i disturbi della portante pilota, poichè la portante stereo rigenerata deve essere amplificata fino a che il suo livello diventa uguale a quello delle due bande laterali. Questi disturbi possono però essere soppressi in tutto o in parte nel canale della portante pilota mediante diversi sistemi.

Poichè nel canale della portante pilota basta trasmettere l'unica frequenza di 19 kHz, si può tenere tale canale molto stretto. Per ottenere un rapporto segnale/disturbo favorevole, la larghezza di banda non deve però superare i 20 Hz, in modo che dopo il raddoppio si abbiano solo frequenze di disturbo al

(*) Rielaborazione di informazioni fornite dalla GRUNDIG e di una memoria di F. SCHMIDT apparsa su *Radio Mentor*, agosto 1963, pag. 659.

di sotto di 20 Hz, cioè al di sotto della banda trasmessa in bassa frequenza. Una tale soluzione è però inattuabile per ragioni economiche, perchè una larghezza di banda così stretta si potrebbe ottenere solo con dei costi molto elevati (quarzo).
Un'altra possibilità di eliminazione del rumore è quella offerta da un oscillatore sincrono che rigenera la portante. Delle prove pratiche hanno però dimostrato che l'attenuazione del rumore che così si ottiene non è sufficiente perchè è impossibile evitare completamente una modulazione di ampiezza e di frequenza dell'oscillatore da parte dei disturbi. Inoltre si ha che l'ampiezza della portante aggiunta con l'impiego di un oscillatore sincronizzato deve essere adattata alla massima ampiezza che può capitare sulle bande laterali, indipendentemente dal livello di entrata nel decodificatore. Con tensioni in entrata basse la portante stereo aggiunta è inutilmente elevata e ciò provoca un peggioramento del rapporto segnale-disturbo.
Oltre a ciò l'oscillatore sincronizzato presenta la proprietà sfavorevole che per la sincronizzazione occorre una certa tensione minima. Se si scende al di sotto di tale livello si perde la sincronizzazione e l'oscillatore inizia ad oscillare liberamente dando origine ad un tono di interferenza.
Nel nuovo decodificatore si è scelto un circuito a demodulatore nel quale la portante viene portata in controfase sulla diagonale di un ponte; l'uscita in bassa frequenza viene prelevata dall'altra diagonale. Quando il ponte è equilibrato, sia la portante che tutte le altre frequenze in arrivo sul ponte vengono completamente soppresse. Questa soluzione impedisce anche la formazione di frequenze laterali non armoniche dovute all'interferenza fra armoniche del segnale somma e la portante pilota.

2. - ATTENUAZIONE DEGLI ALTI

Nel canale della portante stereo devono venire trasmesse ambedue le bande laterali della portante stereo che sono comprese fra 23 kHz e 53 kHz. Se si effettua la deenfasi all'uscita del decodificatore, cioè solo sui due canali in bassa frequenza, la banda di passaggio del filtro deve essere di 30 kHz. Con ciò vengono trasmesse anche tutte le frequenze di disturbo comprese fra 23 e 53 kHz. Non è perciò svantaggioso introdurre la deenfasi nei due canali somma e differenza. È inoltre possibile effettuare la deenfasi del segnale differenza anche prima della demodulazione, cioè direttamente sul canale multiplex. Nel canale somma la deenfasi può essere ottenuta in modo molto semplice mediante un circuito RC. È noto che l'analogo in alta frequenza di un filtro passabasso semplice a RC, mediante il quale si rappresenta normalmente la deenfasi, è un circuito singolo. Quindi se si sostituisce al filtro a banda passante da 30 kHz del canale della portante stereo un circuito singolo di corrispondente larghezza di banda, allora dopo la demodulazione il segnale differenza è già provvisto di deenfasi. La larghezza di banda del circuito deve essere di 4,2 kHz per una deenfasi di 75 μsec. e di 6,4 kHz per una deenfasi di 50 μsec. Con tale artificio circuitale si ottengono due vantaggi:
Si elimina il costoso filtro ad ampia larghezza di banda e si riduce la gamma di frequenza attraverso la quale possono entrare i disturbi. In particolare questa soluzione è molto vantaggiosa per quanto riguarda la formazione di frequenze laterali non armoniche. Cerchiamo di chiarire questo fatto con un esempio.
Supponiamo che un canale sia modulato con 10 kHz. Il segnale stereo che arriva al decodificatore è costituito dalle seguenti frequenze: segnale somma 10 kHz, portante pilota 19 kHz e due bande laterali, a 28 kHz e 48 kHz. Oltre a ciò nel decodificatore viene generata la portante stereo di 38 kHz. Nel ricevitore si formano poi anche le armoniche delle frequenze più sopra ricordate, per esempio 20 kHz, 30 kHz, 40 kHz, ecc. Nel decodificatore avvengono parecchie interferenze che danno luogo a nuovi segnali che stanno nel campo fonico ma che non stanno in alcun rapporto armonico con il segnale utile:

19 kHz	—	10 kHz	=	9 kHz
20 kHz	—	19 kHz	=	1 kHz
30 kHz	—	19 kHz	=	11 kHz
28 kHz	—	20 kHz	=	8 kHz
30 kHz	—	28 kHz	=	2 kHz
40 kHz	—	28 kHz	=	12 kHz
38 kHz	—	30 kHz	=	8 kHz
40 kHz	—	38 kHz	=	2 kHz

Come si può vedere dalla tabella si creano anche delle frequenze foniche che non vengono per niente influenzate dalla deenfasi dei canali in bassa frequenza. Se invece si impiega una deenfasi in alta frequenza nel canale della portante ausiliaria si può ridurre in modo considerevole l'ampiezza delle frequenze che danno luogo a tali interferenze prima della demodulazione.
Le stesse considerazioni si possono fare anche per i disturbi a larga banda come il fruscio. Con l'artificio introdotto nel nuovo decodificatore si ottenne un miglioramento del rapporto segnale/fruscio di ben 10 dB. Le frequenze di disturbo dovute all'interferenza con le bande laterali furono pure ridotte di 10 dB, invece quelle dovute all'interferenza con la portante pilota furono ridotte di 30 dB. Questi valori furono misurati facendo il confronto con un decodificatore comprendente un filtro di portante ausiliaria a larga banda e la deenfasi nei canali in bassa frequenza. Per la rigenerazione della portante si usò in questo decodificatore di confronto un oscillatore sincronizzato.

3. - STRUTTURA DEL DECODIFICATORE

Nello sviluppo del nuovo decodificatore si cercò di arrivare ad un decodificatore che, pur avendo un costo ammissibile, potesse soddisfare le esigenze di una ricezione di qualità. Esso viene costruito in due esecuzioni. Il decodificatore 4 ha un tubo ECC81. L'assorbimento di corrente di riscaldamento è di circa 300 mA ed il consumo di corrente anodica di circa 10 mA, è quindi possibile, nella maggior parte dei casi, derivare l'alimentazione dall'alimentatore del ricevitore radio. Nel decodificatore 5 c'è in più un circuito automatico con 1 transistore OC79 che commuta automaticamente sul funzionamento stereo quando si riceve una trasmissione stereo. Il funzionamento di questo circuito di commutazione automatica verrà descritto più avanti.
All'uscita del demodulatore di media frequenza del radioricevitore compare il segnale stereo, detto anche segnale base. Questo segnale nel decodificatore deve venire trasformato nei due segnali originari A e B. Il decodificatore deve quindi eseguire le seguenti funzioni:
1) Separare i tre segnali del segnale base: segnale somma, banda laterale e portante pilota.
2) Generare, partendo dalla portante pilota, la portante stereo necessaria per la demodulazione.
3) Aggiungere la portante stereo nella giusta fase alle bande laterali.
4) Introdurre una deenfasi nel canale differenza a frequenza portante e demodulare portante stereo e bande laterali.
5) Introdurre una deenfasi nel canale somma.
6) Traslare i segnali somma e differenza nei segnali originali A e B.

4. - IL CIRCUITO DEL DECODIFICATORE PER STEREOFONIA S

Per ottenere una demodulazione corretta si deve, come si è già detto, sommare alle bande laterali la portante. È però necessario che la portante abbia una ampiezza uguale per lo meno a quelle delle due bande laterali; inoltre la portante deve essere sommata alle bande laterali nella corretta relazione di fase. Le due condizioni devono essere soddisfatte contemporaneamente perchè altrimenti si hanno delle forti distorsioni.
Dalla normalizzazione delle trasmissioni stereofoniche risulta che l'ampiezza delle bande laterali può arrivare fino al 90% dell'ampiezza del segnale base. Poichè la portante pilota ha una ampiezza pari all'8-10% dell'ampiezza del segnale base, il livello della portante stereo deve essere aumentato di 20 dB. Il funzionamento è in pratica il seguente. Il segnale base in arrivo all'entrata viene portato, attraverso un condensatore di separazione da 0,22 μF, ad un divisore di tensione 33 kΩ - 68 kΩ.

Fig. 2 - Decodificatore con circuito di commutazione automatica.

Questo divisore di tensione diminuisce il segnale in entrata di circa il 30%; ciò serve a compensare l'aumento di volume che si ha passando dalla ricezione mono a quella stereo a causa della maggiore informazione contenuta nel segnale stereo. Il segnale base, ridotto di livello, viene portato, attraverso un secondo condensatore di separazione, alla griglia del primo sistema triodo.

Nel circuito anodico di questo primo triodo si trova un circuito sintonizzato sulla frequenza pilota, cioè su 19 kHz. L'avvolgimento di accoppiamento in controfase è inserito nel circuito di sintonizzazione mediante un condensatore da 2,2 μF al fine di evitare una diminuzione della qualità. La frequenza di 19 kHz viene poi raddoppiata in un circuito di raddrizzamento in controfase e il segnale a 38 kHz viene portato alla griglia del secondo triodo, attraverso un condensatore da 19 nF.

Il punto di base della resistenza di carico del raddrizzatore (15 kΩ) viene portato ad un punto della morsettiera di collegamento. Con ciò la componente continua dello stadio di raddoppiamento può essere utilizzata per indicare il funzionamento stereo nel radioricevitore per mezzo di un indicatore ottico. Questo indicatore ha una corrente di piena deviazione di circa 275 μA.

In serie con il circuito anodico da 19 kHz si trova un secondo circuito sintonizzato su 38 kHz. Ai capi di questo circuito si prelevano le bande laterali contenute nel segnale base. Il circuito ha una larghezza di banda di 4,2 kHz o di 6,4 kHz secondo che si vuole applicare una deenfasi di 75 μsec o di 50 μsec. Questo circuito deve avere una curva simmetrica rispetto alla frequenza di risonanza. Questa esigenza è però difficile da soddisfare con i filtri a banda relativamente larga, perchè il fianco inferiore è sempre più ripido del fianco superiore.

Si è perciò inserito un circuito risonante nel catodo del tubo. La resistenza catodica è molto elevata, quindi il tubo è sempre controreazionato. Una parte dell'autoinduzione della bobina catodica forma con il condensatore da 10 nF un circuito a risonanza serie sintonizzato su 19 kHz. Questo circuito a risonanza serie aumenta parzialmente la controreazione del tubo, ciò contribuisce a sollevare il ramo inferiore della curva di passaggio del circuito anodico. Contemporaneamente l'intera autoinduzione del catodo forma con il condensatore da 600 pF un circuito risonante parallelo sintonizzato su 63 kHz, il quale fa in modo che la controreazione diventi particolarmente efficace per questa frequenza; con ciò si ottiene una maggiore ripidità del braccio superiore della curva di passaggio. Attraverso l'avvolgimento di accoppiamento del circuito a 38 kHz le due bande laterali passano al demodulatore.

Il secondo sistema triodo amplifica solo la portante stereo rigenerata. Nel circuito anodico si trova un circuito sintonizzato sui 38 kHz. L'avvolgimento di accoppiamento in contro fase di questo circuito fa parte del circuito a ponte prima ricordato. Il ponte viene completato da due diodi collegati in serie le cui resistenze di passaggio sono state linearizzate mediante resistenze da 3,3 kΩ e da una resistenza trimmer che serve per tarare la simmetria del ponte.

Un altro ramo del ponte viene formato

da altri due diodi invertiti, da due resistenze e da una resistenza trimmer. Nelle prese mobili delle due resistenze trimmer si trova il segnale differenza demodulato che, in funzione dell'orientamento dei diodi, viene ad assumere un segno negativo. Abbiamo così soddisfatto le prime quattro funzioni richieste al decodificatore.

Per il segnale somma il primo triodo funziona come stadio ad anodo base, ciò significa che ai capi della resistenza di catodo da 15 kΩ si trova il segnale somma. Le resistenze da 3,3 kΩ e 10 kΩ applicano assieme al condensatore da 6,8 nF una deenfasi al segnale somma. Per potere tarare le piccole variazioni della deenfasi del segnale differenza si è resa regolabile la resistenza da 10 kΩ. I due segnali originari A e B vengono derivati dai segnali somma e differenza mediante somma e differenza di questi ultimi segnali.

Premessa indispensabile per una esatta rigenerazione dei segnali originari è che i segnali somma e differenza vengano combinati assieme nel giusto rapporto di ampiezza e di fase. In genere le frequenze portanti stereo vengono deformate nella parte media frequenza dei ricevitori. Tuttavia una riserva di amplificazione di 6 dB per il canale portante stereo permette di compensare la caduta nel ricevitore. Con le due resistenze di regolazione da 10 kΩ si può regolare il rapporto delle ampiezze fra i segnali somma e differenza. Con un radioricevitore adatto alla ricezione stereofonica è possibile ottenere una attenuazione di diafonia superiore a 30 dB, che è più che sufficiente per una buona riproduzione stereo. Ai capi delle due resistenze da 33 kΩ possono essere derivati i due segnali in bassa frequenza, che possono così essere trasmessi alla parte in bassa frequenza del ricevitore. Le resistenze in serie servono, assieme alla capacità del cavo ed alla capacità di entrata dell'amplificatore, per filtrare il residuo della portante. I condensatori di accoppiamento servono assieme alle resistenze di fuga da 3,3 MΩ, a evitare i disturbi che si avrebbero nella commutazione da stereo a mono a causa delle differenze in corrente continua.

5. - CIRCUITO DI COMMUTAZIONE AUTOMATICA

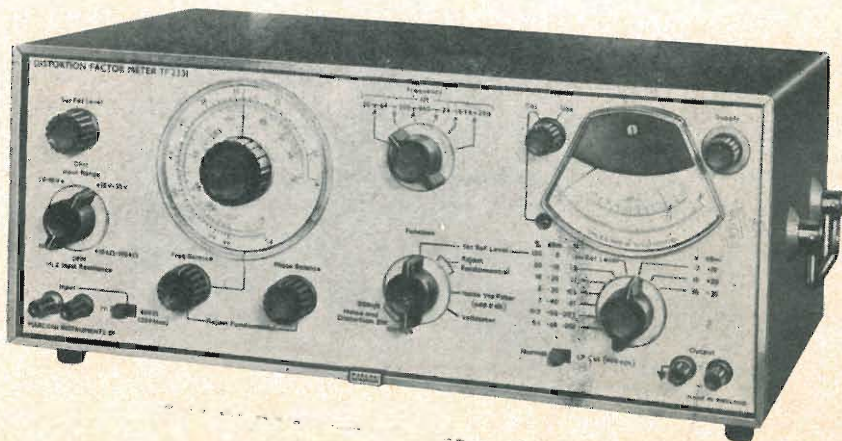
Il segnale di comando per il circuito di commutazione automatica mono-stereo deve essere derivato dalla portante pilota. Esso viene prelevato dal circuito di accoppiamento del circuito anodico a 19 kHz e portato attraverso un condensatore da 1 nF ad un secondo circuito a 19 kHz ed alla base di un transistore OC79. Nel transistore passa, in assenza di segnale, solo una piccola corrente di collettore. Quando c'è il segnale a 19 kHz la tensione alternata di collettore viene portata, attraverso il condensatore da 0,1 μF, al diodo OA81, raddrizzata, e la tensione continua risultante viene inviata alla base. Questa reazione in corrente continua fa aumentare la corrente di collettore fino a che il relè inserito nel circuito di collettore attira. La resistenza variabile da 50 kΩ permette di regolare la sensibilità di attrazione.

La tensione di alimentazione per il transistore viene derivata dalla tensione dei filamenti mediante il diodo OA180.

Per evitare un sovraccarico del transistore un contatto di lavoro del relè diminuisce la tensione di alimentazione del transistore a relè attratto, questo contatto invia inoltre un impulso positivo all'emettitore, attraverso il condensatore da 50 μF, e ciò assicura una completa attrazione del relè.

La commutazione mono-stereo avviene a mezzo di due contatti di inversione. In posizione mono i due canali vengono collegati assieme ed al segnale viene applicata una deenfasi appositamente prevista. In posizione stereo i due canali in bassa frequenza vengono collegati alle due uscite del codificatore. *A*

La MARCONI INSTRUMENTS LTD., annuncia un nuovo misuratore del fattore di distorsione tipo TF 2331, caratterizzato da una realizzazione completa mediante dispositivi allo stato solido. Per quanto normalmente alimentato dalla rete a c.a., può anche funzionare con alimentazione da una batteria esterna.

La tensione di ingresso può variare entro i limiti di 0,775 V e 30 V eff. per misure di distorsione con valori del fattore di distorsione di anche soltanto 0,05 %, effettuate su uno strumento a lettura diretta di 0,1 % fondo scala. Il filtro di soppressione della frequenza fondamentale è accordato mediante un quadrante a taratura diretta con comandi di regolazione fine, in modo da poter ottenere una eliminazione praticamente completa della fondamentale a qualsiasi frequenza compresa fra 20 Hz e 20 kHz.

dott. ing. Enrico Giudici

Accumulatori ermetici al piombo - 30Ah

Attraverso una più profonda conoscenza della elettrochimica, una ricerca di materiali maggiormente puri e una messa a punto di circuiti di carica con precisioni più spinte, è stato possibile raggiungere in questi ultimi anni la completa ermeticità degli accumulatori al piombo.

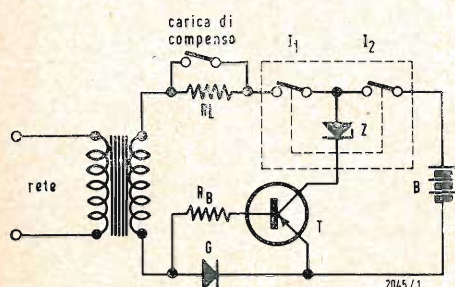



Fig. 1 - Caricatore automatico per batterie al piombo, ermetiche. Il raddrizzatore *G* fornisce la corrente di carica. Quando la tensione cresce oltre un valore prefissato (2,5 V per elemento di accumulatore in serie) passa una corrente nel diodo Zener Z, tale da provocarne il riscaldamento. Il calore trasmesso ad un nucleo ferromagnetico speciale (a basso punto di Curie) provoca la apertura dei contatti I_1 e I_2.
Un interruttore normale consente una carica di compenso a bassa intensità (circa 5 mA/Ah).

La possibilità di realizzare accumulatori al piombo completamente ermetici è stata oggetto di numerosi tentativi che risalgono a molti anni or sono.

Soltanto recentemente si sono presentate sul mercato (provenienti dalla Germania e dagli Stati Uniti) batterie di accumulatori al piombo completamente stagni, che non abbisognano cioè di manutenzione alcuna, adatte per essere installate entro apparati elettronici e dimenticate fino al momento della loro sostituzione per fine vita.

Questi risultati sono stati ottenuti, sotto la spinta di analoghe realizzazioni con accumulatori al cadmio-nichel e elettrodi sinterizzati, per realizzare batterie stagne ad un costo inferiore, altra caratteristica peculiare dell'accumulatore al piombo, con energia specifica riferita al peso, più elevata. Le capacità massime ottenibili sono di 30 Ah circa, esuberanti le normali necessità di alimentazione di apparati elettronici, che necessitano normalmente di alcuni amperora.

I mezzi coi quali è stata raggiunta l'ermeticità sono principalmente:

a) Conoscenza approfondita del funzionamento degli elettrodi dell'accumulatore al piombo, specie per quanto riguarda le sovratensioni di sviluppo dell'ossigeno sul biossido di piombo (elettrodi positivi) e dell'idrogeno sul piombo spugnoso (elettrodi negativi). Non deve essere raggiunta la condizione di sviluppo gassoso (elettrolisi dell'acqua); le perdite di acqua per evaporazione devono essere evitate per mezzo di una chiusura ermetica, con valvole di sicurezza efficienti e poco costose a protezione contro casi di errata ricarica.

b) Messa a punto di leghe per griglie esenti da antimonio, che, come è noto, contamina le materie attive, provocando l'autoscarica della batteria a circuito aperto.

c) Facilità di ottenere semplici e poco costosi apparati di carica ad intensità e tensione limitate con buona precisione di valori.

Gli accumulatori di provenienza germanica comportano serie di due o tre elementi (4 V e 6 V nominali) con capacità da 1 ad 8 amperora in una ventina di tipi diversi. I valori di energia specifica vanno da 24 a 32 Wh/kg e da 50 a 60 Wh/dm³. Tali accumulatori possono subire cicli di carica e scarica (fino a 1,8 V/elemento in serie) in numero di 250 circa. Per alcuni tipi, a pari capacità, il costo è circa metà di quello relativo a batterie ermetiche al cadmio-nichel, ma anche la durata di vita è inferiore. L'esercizio di tali accumulatori richiede cariche con limitazione di tensione. L'intensità iniziale è circa $1/6 \div 1/7$ della capacità (ad esempio una batteria da 1 Ah, potrà essere ricaricata con 180 mA); quando la tensione di un elemento di accumulatore in carica raggiunge 2,4 V la intensità deve essere ridotta a valori inferiori a 1/5 dei massimi consentiti cioè 1/30 C_{20} circa. La tensione massima di carica è di 2,5 V per elemento in serie, ciò per non consumare per elettrolisi l'acqua, la cui quantità è ridotta all'indispensabile. Questo scopo viene raggiunto con particolari dispositivi utilizzanti un diodo Zener ed un transistore (vedasi lo schema indicato nella fig. 1) oltre che un ingegnoso relé basato sulla variazione di induzione di un nucleo ferromagnetico scaldato oltre il punto di Curie.

Altri tipi di batterie di accumulatori al piombo ermetici sono realizzati negli Stati Uniti. Sono in vendita batterie fino a 10 Ah da 6 V e da 12 V idonee a cicli di carica e scarica (circa 300).

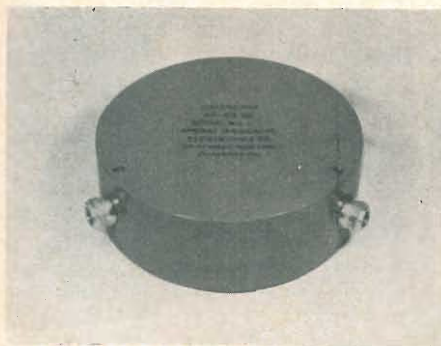
I valori di energia specifica vanno da 18 a 22 Wh/kg e da 50 a 60 Wh/dm³.

Per servizio in tampone in apparati fissi connessi alla rete, sono disponibili altri tipi di accumulatori al piombo completamente ermetici fino a 30 Ah (i valori dell'energia specifica arrivano a 16 Wh/kg e 37 Wh/dm³). L'intensità di ricarica è di circa 0,1 C_{20} ampere (cioè 1 ampere ogni 10 amperora alla scarica in 20 ore).

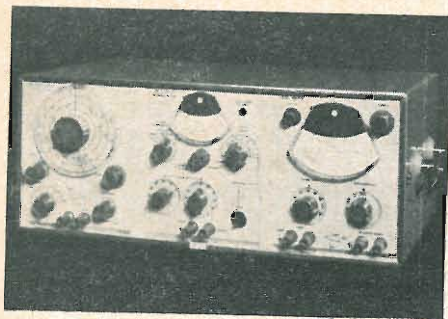
Tutte queste realizzazioni comportano un'autoscarica limitatissima nel tempo. Ad esempio la capacità di una batteria immagazzinata a circuito aperto a 20°C si riduce all'80% dopo 3 mesi ed al 30% dopo un'anno.

La durata di questi ultimi tipi, per il servizio indicato, viene stimata in circa 7 anni. *A*

Il primo elaboratore elettronico numerico del mondo sostituito dopo quasi tredici anni di servizio

In questi giorni, dopo 12 anni e mezzo di funzionamento continuo, il primo elaboratore elettronico numerico del mondo, l'Univac n. 1 della serie, ha terminato le sue prestazioni presso il Ministero del Commercio degli Stati Uniti, Ufficio censimenti.
L'elaboratore, infatti, è stato donato alla Smithsonian Institution nel corso di una breve cerimonia cui hanno partecipato il Ministro del Commercio degli Stati Uniti, il Segretario della Smithsonian, nonchè gli inventori e costruttori dell'Univac, J. Presper Eckert, attualmente Vicepresidente della DIVISIONE UNIVAC della SPERRY RAND CORP., e il Dott. John W. Mauchly.
Era appena terminata la seconda guerra mondiale, quando gli scienziati Eckert e Mauchly proponevano ai dirigenti del servizio censimenti l'impianto di un complesso per l'elaborazione dei dati statistici. Studiato e giudicato valido il progetto, l'Ufficio censimenti stipulava un contratto con la allora esistente ECKERT-MAUCHLY COMPUTER CORP. e questa, dopo ben tre anni di preparazione e di prove, consegnava l'Univac I, che veniva immediatamente adibito — si era nel marzo 1951 — all'elaborazione dei rilevamenti del censimento della popolazione americana del 1950.
Si può dire che da allora l'operatore ha operato ininterrottamente per 7 giorni alla settimana e per 24 ore al giorno ingoiando ed emettendo di continuo dati statistici, demografici, economici e sociali, provenienti dai censimenti nazionali o da ricerche e rilevamenti locali.
L'Univac I — il cui funzionamento non ha mai dato luogo ad inconvenienti di sorta — viene sostituito presso l'Ufficio censimenti soltanto perchè i progressi tecnici di questo decennio e le maggiori esigenze di rapidità impongono l'impiego di macchine più avanzate.
Esso, infatti, cede il posto al recentissimo modello Univac 1107 a memoria pellicolare, le cui capacità corrispondono all'incirca a quelle di 6 Univac I. È noto che l'Univac 1107, servendosi del nuovo ed esclusivo ritrovato della « memoria pellicolare », possiede particolari velocità operative.
Se si considera che circa un secolo fa i calcoli relativi ai censimenti venivano eseguiti esclusivamente a mano, si potrà avere una idea delle trasformazioni apportate dalle moderne tecniche a questo settore. Il primo dispositivo a schede perforate entrava in funzione presso l'Ufficio censimenti degli Stati Uniti nel 1890. Esso provvedeva alla tabulazione di 200 dati al minuto. Nel 1950, l'impianto convenzionale a schede perforate aveva una velocità di 6.800 dati al minuto. L'Univac I portava questo ritmo a 30.000 al minuto. L'Univac 1107, ora entrato in funzione, è in grado di eseguire normalmente 3.000.000 di tabulazioni al minuto.
L'Ufficio censimenti degli Stati Uniti, dal canto suo, è venuto incontro a queste esigenze di speditezza, creando talvolta appositi dispositivi intesi a facilitare lo svolgimento della elaborazione dei dati. Fra tali dispositivi è il Fosdic, mezzo per la lettura ottica su microfilm dei dati in entrata nell'elaboratore. I moduli dei censimenti vengono microfilmati e il Fosdic ne trasmette i dati al nastro magnetico alla velocità di circa 128.000 al minuto.
L'uso di questo apparecchio ha consentito di completare l'elaborazione dei dati del censimento del 1960 con un personale dimezzato e con un anno di anticipo rispetto al censimento del 1950. (*i.s.*)

Una nuova serie di circolatori a larga banda (1 ottava), in grado di coprire tutta la gamma 0,7-12 Gc è stata sviluppata dalla SPERRY.
Questi circolatori di alta qualità, del tipo a 3 porti, in coassiale, sono stati particolarmente progettati per applicazioni con tunnel-diode ed amplificatori parametrici.
Particolare attenzione è stata rivolta a ridurre al minimo le variazioni di VSWR che contribuiscono a determinare il rumore dell'amplificatore.
Sono normalmente realizzati con una struttura ad Y e con connettori tipo N femmina; altra struttura ed altri tipi di connettori possono essere forniti su richiesta.
La SPERRY MICROWAVE ELECTRONICS COMPANY è rappresentata in Italia dalla società BAY & C. S.p.A. di Milano.

Fissati i temi del Congresso tecnico-scientifico per l'elettronica che avrà luogo a Roma nel 1964

Avrà luogo a Roma, nel Palazzo dei Congressi dell'EUR, nel mese di giugno 1964 — secondo la tradizione — la XI Rassegna internazionale elettronica, nucleare e teleradiocinematografica, insieme con lo svolgimento dei Congressi scientifici paralleli.
I temi del programma preliminare dell'XI Congresso tecnico-scientifico per l'elettronica sono stati così fissati:
1) Tendenze attuali nella costruzione di apparati professionali utilizzanti esclusivamente dispositivi allo stato solido, con particolare riguardo alla tecnica dei ponti radio (limite massimo di frequenza ottenibile in relazione alla potenza; amplificazione ottenibile in relazione alla larghezza di banda; problemi della modulazione e della regolazione dell'amplificazione).
2) Convertitori elettronici di energia (termoionici, celle solari, ecc.).
3) Prospettive di sviluppo della tecnica telefonica, con particolare riguardo alla modulazione di impulsi a codice.
4) Riconoscimento automatico di configurazioni (sia per quanto riguarda le scritture, interessanti particolarmente ai fini dello smistamento automatico della posta, dei servizi bancari, e simili; sia per quel che riguarda la struttura della voce umana ai fini della compressione della banda telefonica).
5) Elettronica medicale.
6) Attualità elettronica, con particolare riferimento al campo delle telecomunicazioni. (*i.s.*)

Alla gamma di strumenti modulari della MARCONI INSTRUMENTS di St. Albans, si aggiunge ora il complesso di misura per trasmissioni media frequenza, tipo TF 2333. È uno strumento a tre unità, progettato in primo luogo per prove su linee di trasmissione e sistemi ponti-radio a più canali, ma che è ugualmente adatto per qualsiasi misura di guadagno, attenuazione o risposta di frequenza.

Le tre unità comprese nello strumento sono: un oscillatore che lavora su di una gamma di frequenze da 30 Hz a 560 kHz in cinque bande; un attenuatore graduato che fornisce fino a 70 dB di attenuazione in gradini da 1 dB; ed un misuratore del livello avente una gamma di misura da + 25 a — 70 dBm. L'oscillatore e l'attenuatore formano, insieme, una sorgente di segnali con uscita fino a + 3 dBm che può essere adoperata con sistemi bilanciati (impedenza caratteristica di 600 e 150 Ω) o non bilanciati (600 e 75 Ω). La lettura viene effettuata da uno strumento indicatore con 0 dBm centro scala. Lo strumento è corredato di gamme addizionali per facilitare misure di tensione c.a. e c.c. sulle apparecchiature sottoposte a prova.

Entro la gamma di frequenze dell'oscillatore, possono effettuarsi misure del livello in cui il misuratore del livello può sia funzionare da carico accordato o può essere inserito in parallelo a un circuito d'accordo esternol

Il complesso è completamente transistorizzato.

La partecipazione italiana alla conferenza sui fenomeni non lineari nella ionosfera

Il « National Bureau of Standards » del Dipartimento del Commercio degli Stati Uniti d'America ha organizzato, per iniziativa del Prof. Donald H. Menzel dell'Università di Harvard, per i giorni 16-17 dicembre 1963, presso i Laboratori di Boulder, nel Colorado, un ciclo di conferenze sui fenomeni non lineari nella ionosfera.

Si è associato a tale iniziativa oltre che il « Boulder Laboratories » anche il « Central Radio Propagation Laboratory ».

Gli argomenti trattati verteranno sia sui fenomeni di interazione tra radioonde nella ionosfera, con collisioni e senza collisioni tra elettroni e molecole neutre, sia sui processi di eccitazione a mezzo delle stesse.

Come è noto, i fenomeni non lineari della ionosfera finora scoperti sono: l'« Effetto Lussemburgo », la « Girointerazione », l'« Automodulazione », l'« Airglow », l'« Effetto di rivelazione », ecc.

Le conferenze verranno tenute dai più insigni studiosi dell'argomento, provenienti dagli Istituti superiori di ricerca di tutto il mondo. I lavori presentati verranno raggruppati in un volume che sarà certamente di notevole interesse scientifico.

I conferenzieri invitati sono: D. H. Menzel, P. Caldirola, O. De Barbieri, M. Cutolo, V. A. Bailey, W. Klemperer, R. A. Helliwell, R. M. Gallet, R. E. Barrington, J. S. Belrose, W. Calvert, T. F. Bell, O. Buneman, D. Layzer, R. A. Smith, F. H. Hibberd, M. S. Sodha, C. J. Palumbo, H. K. Sen, A. A. Wyller, R. E. Hartle, J. J. Gibbons, O. E. H. Rydbeck, A. V. Phelps, P. Molmund, L. R. Megill, P. P. Lombardini, J. H. Rowe, W. W. Salisburg.

Presidenti della conferenza saranno rispettivamente il Prof. Donald H. Menzel dell'Università di Harvard ed il Dott. K. Smith jr. (C R P L).

Presidente del programma tecnico sarà il Prof. Donald H. Menzel.

Le quattro sedute saranno presiedute rispettivamente dai Proff. V. A. Bailey, M. Cutolo, O. E. H. Rydbeck e dal Dott. J. Fejer. I lavori sono stati presentati su invito, ma la partecipazione è libera a tutti.

Per l'Italia sono stati invitati il Prof. Piero Caldirola, dello Istituto di scienze fisiche dell'Università di Milano, ed il Prof. Mario Cutolo, del Centro studi di fisica dello spazio dell'Università di Napoli.

Questa iniziativa ha un particolare valore di riconoscimento nei confronti dell'Istituto di fisica tecnica dell'Università di Napoli e del Centro studi di fisica dello spazio (Università di Napoli ed Osservatori astronomici di Napoli e Roma) dove sono state svolte, e proseguono tuttora, esperienze assidue e delicate tendenti a far luce su questo argomento.

Fra i risultati più degni di nota ci piace menzionare la scoperta dell'automodulazione, dell'effetto di rivelazione, nonchè la dimostrazione sperimentale dell'esistenza della risonanza (girointerazione) nell'effetto Lussemburgo. *(i.s.)*

Relazione di dispersione non lineare per il plasma ionosferico

Presso l'Istituto di Scienze fisiche « Aldo Pontremoli » — Cattedra di fisica teorica — del Prof. Piero Caldirola, dell'Università di Milano, vengono condotti studi su alcuni problemi relativi alla relazione di dispersione non lineare per il plasma ionosferico. Le ricerche vengono effettuate con il contributo finanziario del Consiglio Nazionale delle Ricerche.

Lo scopo del lavoro ora citato, dovuto ai Dott. O. De Barbieri e A. Airoldi, è stato quello di trovare una relazione di dispersione per il plasma ionosferico che tenesse conto delle variazioni in esso apportate dal campo elettrico $E_0 \cos \omega t$ di una onda radio. Si è cercato all'inizio di stabilire entro quali limiti si possa ottenere identità di risultati tra una teoria macroscopica del plasma ed una teoria microscopica basata sulla analisi della funzione di distribuzione. Si può dire che tale identità risulta verificata se si ammette costante la frequenza di collisione elettrone-molecola. Considerando poi un opportuno sviluppo della funzione di distribuzione, si ha che essa può essere scritta come una maxwelliana corretta da un fattore contenente E_0^2. Si giunge in tal modo a trovare la relazione di dispersione non lineare cercata che si riduce a quella classica (lineare) quando si pone $E_0^2 = 0$. Di questa relazione di dispersione è stata svolta una analisi numerica per valori di ω nell'intorno della risonanza giromagnetica confrontando i risultati ottenuti con quelli relativi al caso classico di Appleton.

Lo studio è stato fatto per due casi limite di propagazione longitudinale e trasversale. Si è constatato che il coefficiente di assorbimento aumenta sempre con l'aumentare del campo elettrico. Contemporaneamente si è visto che la frequenza di collisione influisce in modo determinante sul coefficiente di assorbimento. Infatti, si è trovato che nella propagazione longitudinale esso ha un massimo molto netto in corrispondenza della risonanza giromagnetica quando la frequenza di collisione è pari a 10^6 coll/sec, all'aumentare di tale parametro il massimo si appiattisce fino a scomparire del tutto quando la frequenza di collisione è pari a 10^7 coll/sec. Nel caso di propagazione trasversale si dovrebbe concludere, dai risultati finora ottenuti, che il campo elettrico provoca frequenti scambi tra l'onda ordinaria e l'onda straordinaria impedendo di trarre conclusioni precise.

Amplificatori audio a simmetria complementare*

In questo rapporto si descrive brevemente il procedimento per la progettazione di amplificatori B.F. single ended a simmetria complementare.
Nello stadio finale si impiega la coppia di transistor AC127 (NPN) e AC132 (PNP).

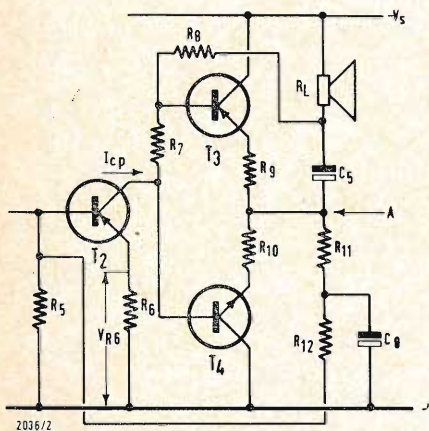



Fig. 1 - Dimensionamento in corrente continua dello stadio finale e pilota.

1. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Lo stadio finale, equipaggiato con transistor AC 127/132, funziona in controfase classe B nel circuito « single ended ».
Il valore delle resistenze R_9 ed R_{10} viene scelto stabilendo un giusto compromesso tra la necessità di garantire la stabilità termica dei transistor finali e quella di ottenere, con una sensibilità accettabile, la richiesta potenza d'uscita con uno dei valori standard dell'impedenza dell'altoparlante.
Attraverso le resistenze R_{11} ed R_{12}, collegate tra il punto A e l'ingresso del pilota, si viene a creare una controreazione in c.c.; questa provvede a stabilizzare la corrente di collettore del pilota T_2 e di conseguenza anche la I_E di riposo dello stadio finale.
Nella scelta dei valori di R_{11} ed R_{12} si deve tener presente che quando essi diminuiscono, aumenta il tasso di controreazione in c.c., ma nel contempo si perde di sensibilità perchè si riduce necessariamente anche il valore di R_5.

2. - STADIO FINALE E PILOTA

Dai dati caratteristici si ricava la massima V_{be} di T_4 e la massima tensione di ginocchio (V_{CEK}) dei transistor T_2 e T_3. Da questi elementi e dalla tensione di emittitore V_{R6}, fissata per una sufficiente stabilizzazione termica del pilota, si può determinare la tensione nel punto A:

$$V_A = \frac{V_S + \Delta V_{be\ max4} + V_{CEK2} + V_{R6} - V_{CEK3}}{2}$$

Calcolata V_A e conoscendo il picco massimo di corrente ammesso, si può ricavare il carico totale di collettore per la massima potenza d'uscita:

$$R_{L\ tot.} = \frac{V_S - V_A - V_{CEK3}}{I_{cm}}$$

Tenendo presente quanto già detto per la scelta di R_E, si ricava $R_L = R_{L\ tot.} - R_E$; conoscendo questo valore si calcola la tensione disponibile ai suoi capi:

$$V_{RL} = V_S - V_A - V_{CEK3} - I_{cm} R_E$$

e di conseguenza la potenza effettiva sull'altoparlante:

$$P_{RL} = \frac{(V_{RL})^2}{2 R_L}$$

Dalle curve di dispersione delle caratteristiche si ricava: $\Delta V_{be\ max}$ ed $I_{b\ max}$ per la data I_{cm}; la I_E a riposo consigliata per la minima distorsione di « Cross-Over » ed infine la V_{be3}.
Noti questi elementi si può ricavare la tensione ai capi della R_8:

$$V_{R8} = V_S - V_A - I_E R_E - V_{be3}$$

e da questa il valore della R_8:

$$R_8 = \frac{V_{R8} - I_{cm} R_E - \Delta V_{be\ max}}{I_{b\ max} + 0{,}5}$$

Il valore di 0,5 mA è stato scelto come margine di sicurezza per la variazione della I_C nello stadio pilota causata: dalla dispersione delle caratteristiche, dalla tolleranza dei componenti e dall'aumento di I_{CBO} a causa della temperatura.
Il picco di corrente che dovrà fornire il transistor pilota sarà quindi:

$$I_{Cp} = \frac{\Delta V_{be\ max} + I_{cm} R_E}{R_8} + I_{b\ max}$$

e la resistenza di emettitore R_6 risulta pertanto:

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_{Cp}}$$

La tensione V_{be} necessaria per stabilire la corrente di riposo nei transistor finali è funzione del valore di R_7 e si calcola come segue:

$$R_7 = \frac{V_{be\ med\cdot 3} + V_{be\ med\cdot 4} + 2\, I_E R_E}{I_{Cp}}$$

(*) Le presenti informazioni sono state pubblicate nel Bollettino Tecnico d'Informazione Philips, n. 34.

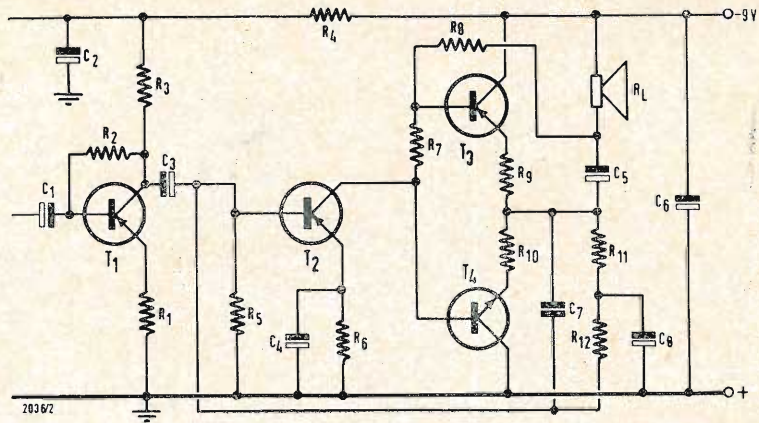



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore.

Tabella 1

Tensione d'alimentazione	V_S	I = 6	II = 9	III = 9	V
POTENZA D'USCITA	P_o	220	300	370	mW
Corrente di picco del finale	I_{cm}	200	135	200	mA
Distorsione	d	10	10	10	%
R_L altoparlante	R_L	8	25	15	Ω
Corrente del transistor pilota	I_{cp}	7÷8	3,2÷3,8	7,8÷8,2	mA
Corrente di riposo del finale	I_o	2÷2,5	2÷2,5	2÷2,5	mA
Consumo totale	$(P_{u\ max})$	≃ 70	≃ 50	≃ 70	mA
Consumo totale	$(P_u = 0)$	≃ 11	≃ 7	≃ 11	mA
Resistenze	R_{12}	2,2	6,8	3,3	kΩ
Resistenze	R_{11}	1,8	2,2	1,8	kΩ
Resistenze	R_{10} R_9	2,7	3,3	3,9	Ω
Resistenze	R_8	0,270	1	0,470	kΩ
Resistenze	R_7	27	68	33	Ω
Resistenze	R_6	56	82	68	Ω
Resistenze	R_5	1	1,2	1,2	kΩ
Resistenze	R_4	100	100	100	Ω
Resistenze	R_3	2,2	2,7	2,7	kΩ
Resistenze	R_2	220	470	470	kΩ
Resistenze	R_1	10	15	15	Ω
Condensatori	C_8	10	10	10	μF
Condensatori	C_7	2200	330	470	pF
Condensatori	C_6	64	64	64	μF
Condensatori	C_5	160	160	160	μF
Condensatori	C_4	100	100	100	μF
Condensatori	C_3	10	10	10	μF
Condensatori	C_2	64	64	64	μF
Condensatori	C_1	4	4	4	μF
Transistor	T_1	OC 71	OC 71	OC 71	
Transistor	T_2	OC 75	OC 71	OC 71	
Transistor	T_3/T_4	AC 127/132	AC 127/132	AC 127/132(1)	

(1) Montati con alette 56227.

Per assicurare la stabilità termica del pilota fino a 45 °C si è trovato, sperimentalmente, che è sufficiente un fattore di stabilità $S \simeq 11$ e ciò per la presenza della controreazione in c.c. (R_{11} — R_{12} collegate al punto A) che contribuisce a migliorare ulteriormente il grado di stabilità fissato.

Nella Tabella 1 sono riportati i valori dei componenti di tre classi di amplificatori, calcolati secondo il procedimento descritto.

La loro stabilità termica è stata controllata sperimentalmente fino ad una temperatura ambiente max di 45 °C.

A

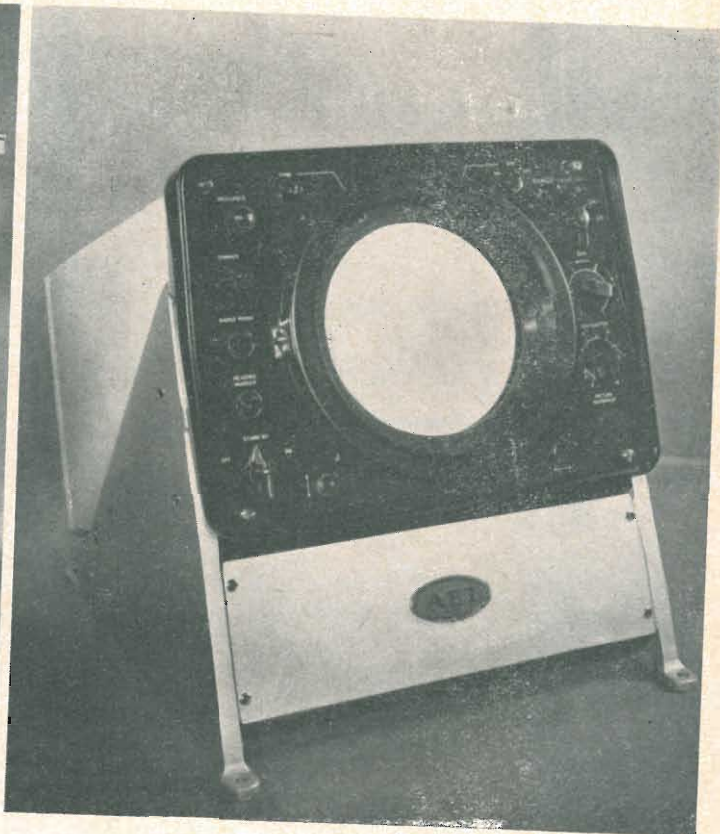
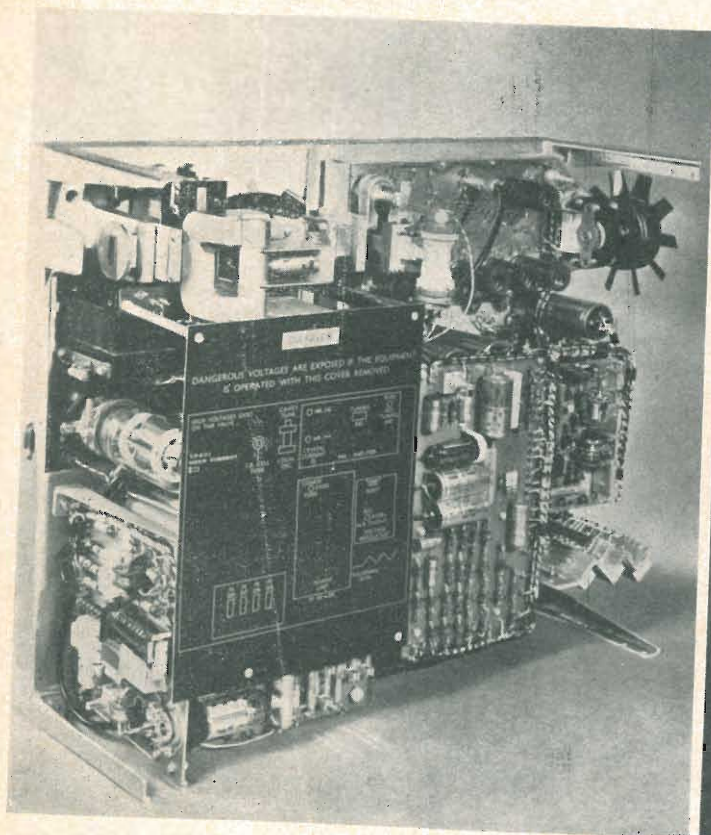



Fig. 1 - (a sinistra) Il ricetrasmettitore del radar marittimo serie « Escort 650 », realizzato dalla A.E.I. Electronic Apparatus Division di Leicester (Inghilterra).

Fig. 2 - (a destra) L'indicatore da 9" del radar marittimo serie « Escort 650 » è progettato per vari tipi di montaggio.

Radar di grande potenza a transistor

Navi di tutte le classi, dai rimorchiatori alle supercisterne, in acque ristrette o in mare aperto, possono essere attrezzate con la nuova serie « Escort 650 » di sei nuovi radar di grande potenza, a transistor, introdotti dalla A.E.I. Electronic Apparatus Division, Leicester, Inghilterra. Ciascuno dei nuovi gruppi, che hanno tre lunghezze di impulso di funzionamento e una scelta di quattro, combina il potere risolutivo di distanza e di rilevamento richiesta per la navigazione costiera o su fiumi con la potenza richiesta per il pre-allarme nei passaggi oceanici. Basse perdite termiche, prestazioni stabili con il tempo e maggiore affidabilità sono altre utili caratteristiche (inerenti alla transistorizzazione) di tali gruppi a impieghi multipli.

I sei diversi gruppi hanno antenne con guide d'onda a fessura da 8' (2,44 m) o da 12' (3,66 m), irradianti un fascio con apertura orizzontale rispettivamente di 1° o di 0,7°, con indicatori da 9" (22,9 cm) da 13" (33 cm) o da 16" (40,6 cm). Ogni indicatore ha sette gamme di scala, 0,75, 1,5, 3, 6, 12, 24 e 48 miglia marine. L'accuratezza nella distanza è in tutti i casi dell'1,5 %, mentre l'accuratezza di rilevamento è inferiore a 1°. I massimi livelli dei lobi laterali sono di —23 dB entro 10° gradi del fascio principale massimo e —30 dB al di fuori dei 10°.

Il fascio molto ristretto e il basso livello dei lobi laterali forniscono immagini eccezionalmente nette fino ad una distanza minima di 14 metri ed assicurano un rapido avvistamento di piccoli obbiettivi alle distanze medie. Le prestazioni a grande distanza sono migliorate dall'alto guadagno delle antenne a guide d'onda fessurate, che mettono efficacemente a fuoco e concentrano la potenza trasmessa.

Un regolatore variabile gradualmente per la soppressione degli echi di disturbo del mare, oltre a speciali circuiti che provocano immagini più brillanti per segnali forti che per segnali piccoli, consentono di distinguere navi e boe dal circostante eco di disturbo del mare, anche alle distanze massime.

Il grande potere risolutivo del rilevamento delle antenne dell'« Escort 650 », che girano a 22 giri al minuto, contribuisce ad evitare la distorsione laterale delle immagini trasmesse. Le rive dei fiumi, in particolare, sono chiaramente definite e

non possono quindi mascherare l'eco di un obbiettivo che si avvicini. La chiarezza dell'immagine alle distanze ravvicinate è assicurata da un impulso a 0,05 microsecondi oppure a 0,1 microsecondi, il rapido avvistamento di piccoli obbiettivi alle medie distanze da un impulso a 0,25 microsecondi, e l'avvistamento a grandi distanze con qualsiasi condizione atmosferica da un impulso a 1 microsecondo. I primi tre sono trasmessi a 2000 impulsi al secondo, il quarto a 1000 impulsi al secondo. Tutti, insieme alla banda di frequenza intermedia, sono inseriti automaticamente con la gamma di scala prescelta.

La valvola trasmittente è un magnetron da 20 kW.

L'indicatore da 9" (22,9 cm) è montato su un telaio singolo, con una scatola studiata per il montaggio su paratìa, su banco, su ponte, o su piedestallo. Le mensole da 13" (33 cm) e da 16" (40,6 cm) hanno una piccola dimensione fra il fronte e il rovescio, per renderle adatte al montaggio in spazi ristretti. Si è avuta inoltre una cura speciale nel raggruppamento logico di tutti i comandi, con manopole formate diversamente per facilitare il riconoscimento nell'oscurità. L'impiego di scatole ad ingranaggi senza lubrificazione per gli analizzatori, e ovunque possibile di transistor invece che di valvole, hanno ridotto la manutenzione al minimo.

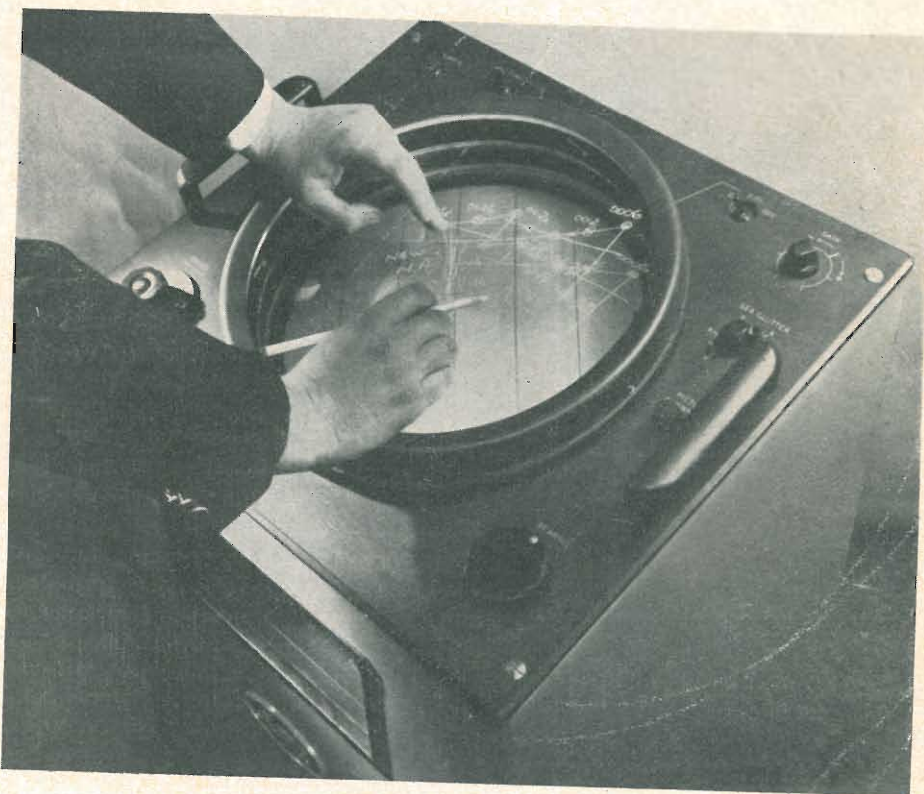



Fig. 3 - Tracciamento sull'indicatore da 13" di un radar della serie « Escort 650 ». Un « tracciatore a riflessione », che consente il tracciamento diretto di fronte al P.P.I. senza che occorra trascrivere i dati di distanza e direzione su una superficie di tracciamento separata, è compreso nell'equipaggiamento degli indicatori da 16" ed è facoltativo negli indicatori da 13".

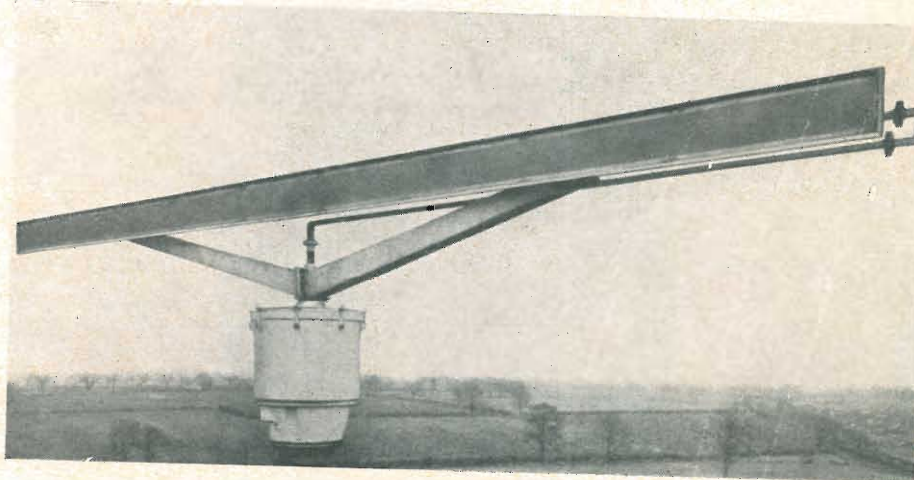



Fig. 4 - I sei diversi gruppi dei radar serie « Escort 650 » sono muniti di antenne con guide d'onda a fessura da 8 a da 12 piedi, con fasci orizzontali con apertura rispettivamente di 1° o di 0,7°.

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Standard di frequenza miniatura senza termostato per impiego in ponti radio*

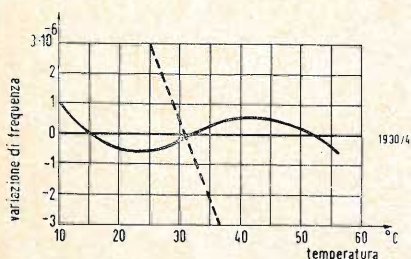



Fig. 1 - Curva di temperatura del quarzo speciale (tratteggiata) e della combinazione quarzo /elemento reattivo (linea continua).

(*) Da una relazione di Koerner L. F., A portable frequency standard, *Bell Lab. Rec.* 37, n. 5, pag. 173, 176.

Gli impianti per l'utilizzazione multipla di tratte di cavo o di ponte radio necessitano di un gran numero di frequenze diverse, che servono come portanti di canale o di gruppo di canali oppure come frequenze pilota e che vengono prodotte dall'unità chiamata « generatore delle portanti ». Poichè per la maggior parte le frequenze sono multiple intere una dell'altra oppure di una frequenza fondamentale, risulta conveniente derivarle da una frequenza base mediante processi di moltiplicazione e mescolazione. Per ottenere una grande costanza della frequenza è quindi necessario curare in modo particolare il generatore della frequenza base dal quale dipende la stabilità di tutto l'impianto. Il sistema di ponti radio americano TH comprende un generatore di frequenza base che lavora sui 15 MHz (14,82593 MHz). Il sistema è costituito da otto canali, aventi una larghezza di banda di 10 MHz, che vengono trasmessi nella banda da 5925 a 6425 MHz.

In ciascun canale si può trasmettere o un segnale televisivo a colori, o un segnale televisivo in bianco e nero e 420 comunicazioni telefoniche, oppure 1860 comunicazioni telefoniche. Il generatore della frequenza base deve avere una precisione di 10^{-5}, cioè la frequenza generata deve scostarsi dal valore prescritto di non più di 150 Hz. Esso è quindi equipaggiato con un quarzo che viene mantenuto a temperatura costante mediante un termostato.

Durante la manutenzione periodica del sistema TH si esegue anche il controllo della frequenza base. È quindi necessario disporre di uno standard di frequenza che deve avere una precisione maggiore del generatore del sistema. Questo standard di frequenza dovrebbe essere trasportabile, leggero, di dimensioni ridotte, di funzionamento sicuro e meccanicamente robusto. Non si è potuto naturalmente prendere in considerazione un quarzo con termostato a causa dello spazio e dell'energia richieste. È però stato ugualmente possibile ottenere la stabilità di frequenza necessaria per mezzo di una realizzazione studiata dai Bell Telephone Laboratories. La standard di frequenza realizzato dalla Western Electric viene denominato: « Oscillatore 33A ».

La premessa indispensabile per un tale standard di frequenza era un quarzo di elevatissima precisione. L'esperienza necessaria per questa realizzazione era

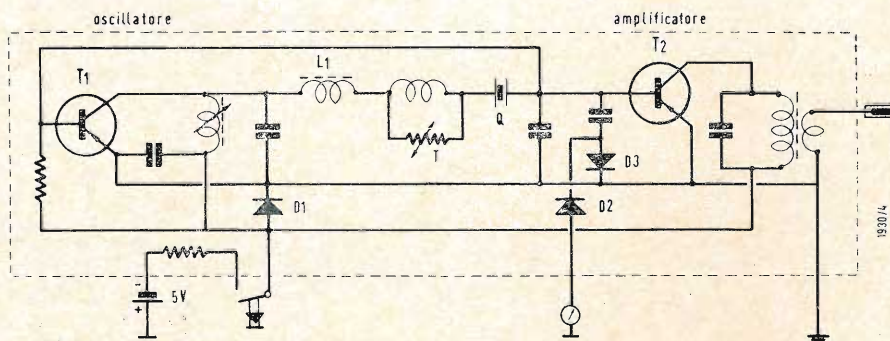



Fig. 2 - Schema di principio dello standard di frequenza, il circuito stampato comprende la parte circoscritta dalla linea tratteggiata

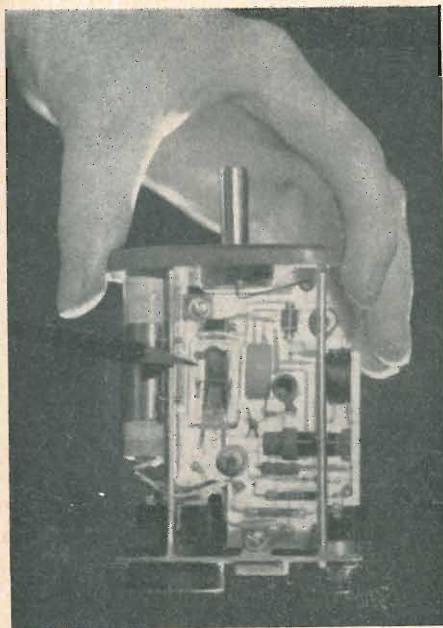



Fig. 3 - Lo standard di frequenza aperto. Si può riconoscere chiaramente la piastrina con il circuito stampato; la punta della matita indica l'ampolla di vetro con il quarzo. A destra si possono vedere le batterie.

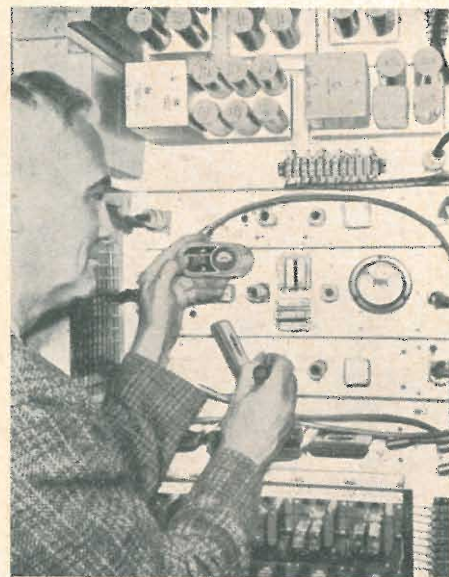



Fig. 4 - Telaio generazione portanti del sistema TH durante la taratura della frequenza base con lo standard di frequenza.

già stata fatta durante lo sviluppo di una serie di quarzi per apparecchi di navigazione militari. Il cristallo riceve la forma di una lente, viene dorato a vapore sulle due superfici, collegato con i fili di contatto lungo l'orlo stretto e racchiuso in una ampolla di vetro. Con una esecuzione di questo tipo i fili di collegamento ed il rivestimento metallico limitano in modo trascurabile la libera oscillazione del cristallo. I quarzi finiti hanno un coefficiente di temperatura positivo, o negativo, che però non supera in nessun caso il valore di $0,5 \cdot 10^{-6}$ per °C. Nella fig. 1 è stato rappresentato con una linea tratteggiata l'andamento della variazione massima del cristallo. Se usato con un termostato di precisione il quarzo può raggiungere nel breve periodo l'eccezionale precisione di 10^{-10}, la quale corrisponde, per un valore prescritto di 15 MHz, ad una variazione di frequenza inferiore a 0,0015 Hz.

Il quarzo viene accoppiato nel circuito ad un elemento reattivo, che deve essere induttivo quando il quarzo ha un coefficiente negativo e viceversa capacitivo quando il coefficiente del quarzo è positivo. Un termistore rende l'elemento reattivo variabile in funzione della temperatura. Dalla combinazione di un quarzo con coefficiente di temperatura negativo vicino al valore limite ed un elemento induttivo corrispondente risulta l'andamento in funzione della temperatura rappresentato con la linea continua della fig. 1. Il valore dell'elemento reattivo dipende dal valore del coefficiente di temperatura; è quindi necessario misurare il coefficiente di temperatura di ogni singolo quarzo per determinare il valore dell'elemento reattivo che è necessario accoppiarvi. I valori minimi di reattanza, corrispondenti ai minimi coefficienti di temperatura, danno una caratteristica ancora migliore di quella della fig. 1. Quindi lo standard di frequenza garantisce nel campo da 15 a 45 °C una precisione di 10^{-6} in modo che la massima variazione di frequenza rimane inferiore a 15 Hz. Questa precisione si mantiene per periodi molto lunghi (più di sei mesi).

Lo standard di frequenza è quindi 10 volte più preciso del generatore della frequenza base del sistema TH ed è inoltre paragonabile con i migliori oscillatori commerciali per stazioni fisse.

Il circuito dello standard di frequenza è rappresentato nella fig. 2. Fra il collettore e la base del transistore T_1 si trova il quarzo Q in serie con l'elemento reattivo, che nel nostro caso è composto dalle due bobine L_1 e L_2. La bobina L_2 è collegata in parallelo con un termistore a coefficiente negativo. La sua resistenza diminuisce quando la temperatura aumenta; alle alte temperature esso praticamente cortocircuita l'impedenza L_2. Il secondo stadio serve unicamente come amplificatore, esso infatti separa l'oscillatore dall'uscita, dalla quale si può prelevare un segnale con una potenza di 2 mW su 75 Ω. Una parte della tensione alternata generata viene raddrizzata e portata ad uno strumento indicatore incorporato. Si ha quindi la possibilità di controllare continuamente se l'apparecchio produce una potenza sufficiente.

Lo standard di frequenza è alimentato da due accumulatori al mercurio da 5 V in parallelo. Il diodo zener D1 fissa la tensione a 4,5 V ed impedisce in tal modo che l'alterazione delle batterie possa compromettere la stabilità della frequenza. Poiché ciascuna misura non richiede più di 1-2 min. le batterie hanno una lunga durata. La costanza di frequenza non viene influenzata da eventuali variazioni del carico, se il carico varia del 5% rispetto al valore normale di 75 Ω, la differenza di frequenza che ne risulta è inferiore a 10^{-7}.

La maggior parte degli elementi è montata su una piastrina stampata (fig. 3). Solo il tasto di inserzione, lo strumento di misura, le batterie e la presa di uscita non sono montate sulla piastrina a circuito stampato. La custodia in alluminio dello standard di frequenza si può aprire facilmente, però essa va aperta solo per la sostituzione delle batterie o per la correzione della frequenza.

Per controllare il generatore della frequenza base del sistema TH, si inserisce lo standard di frequenza in una presa apposita del pannello « Taratura frequenza », che nel telaio di generazione delle portanti si trova subito sopra il generatore, si preme il tasto di inserzione e si attendono circa 15 sec. Con una occhiata allo strumento si controlla il valore della potenza erogata dallo standard. Lo strumento sul pannello indica se la frequenza del generatore è corretta o meno. Con un cacciavite è possibile correggere le eventuali variazioni della frequenza. Per ottenere dal generatore la precisione di frequenza necessaria è sufficiente controllare la sua taratura ogni tre mesi.

Anche lo standard di frequenza deve essere controllato periodicamente. Questo controllo si può però eseguire solo con un grosso inpianto stazionario di altissima precisione. All'inizio si consiglia di eseguire tali controlli a brevi intervalli, poi si possono aumentare gli intervalli, perchè la stabilità del quarzo aumenta con l'invecchiamento.

Sostituendo il quarzo e tarando opportunamente l'elemento reattivo si può usare lo standard anche per altre frequenze comprese nel campo da 5 a 50 MHz, quindi anche per sistemi che hanno una frequenza base diversa da quella del sistema TH. *A.*

dott. ing. Paolo Quercia

Amplificatore d'antenna a transistori e a basso rumore

Le antenne per televisione sono antenne riceventi direttive onde evitare la formazione di riflessioni. La direttività è legata al guadagno di antenna e all'aumentare di questo tanto più alta risulta la tensione fornita ai morsetti del ricevitore.

1. - PREMESSE

Il rapporto fra la tensione di segnale e quella di rumore S/N è determinante per la qualità dell'immagine televisiva. La qualità dell'immagine viene espressa mediante una scala del rapporto segnale disturbo da 20 a 50 dB con gradini di 10 dB, partendo dal valore inferiore per il quale si ottiene una immagine inaccettabile e migliorante in appena accettabile, accettabile, buona, molto buona al salire del rapporto S/N.

Il segnale si può elevare scegliendo una antenna ad alto guadagno e quindi fortemente direttiva cercando di rendere minimi le attenuazioni di segnale che si hanno successivamente nel cavo di collegamento fra antenna e ricevitore.

Il guadagno delle antenne Yagi, generalmente diffuse in campo televisivo, non aumenta linearmente all'aumentare delle dimensioni e del rumore degli elementi.

Viene raggiunto un limite oltre al quale, le dimensioni delle antenne risultano eccessive rendendole di difficile costruzione e data la ampia superficie esposta al vento, di difficile ancoraggio. Adottando una combinazione di due antenne si ottiene un aumento teorico del segnale di 3 dB, che si riduce in pratica a due.

Con un gruppo di quattro antenne si ottiene un miglioramento del guadagno di appena 3 dB. Le disposizioni multiple non risultano quindi convenienti dato lo scarso aumento di guadagno ottenibile, tenendo conto invece del notevole aumento di costo rispetto ad una antenna singola, pur rimanendo le buone qualità di eliminazione delle riflessioni.

Per ottenere un reale miglioramento dell'immagine televisiva, prendendo in considerazione l'attenuazione del cavo occorrerebbe ad esempio avere cavi presentanti una attenuazione 3 dB per

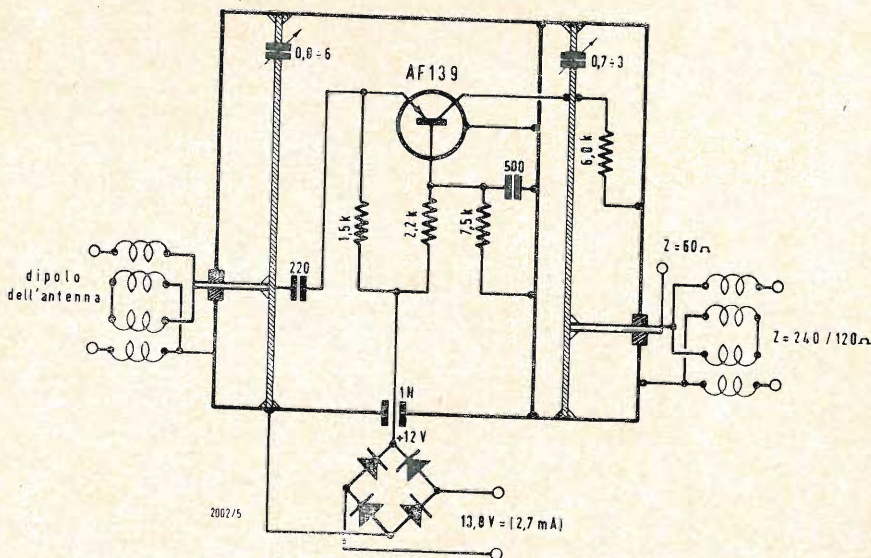



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore di antenna Trev. 1 ad uno stadio.

ogni 20 m di lunghezza in meno rispetto ai valori normali, cioè 15 dB in meno per 100 m di lunghezza.

I cavi a basse perdite sono dimensionalmente più grossi e quindi più costosi, rispetto a quelli ordinari, rendendoli non usabili nelle normali installazioni.

2. - AMPLIFICATORI DI ANTENNA

2.1. - *La tensione di rumore è praticamente dipendente in massima parte dalle prestazioni del primo stadio in ingresso.*

Viene definita una cifra di rumore F (kT_o) espressa anche in dB (10 log F), indipendentemente dalla banda e dalla impedenza di ingresso; da questa si può facilmente calcolare la potenza ed anche la tensione di rumore.

Un tubo normale di ingresso (preamplificatore) di un televisore, nella gamma UHF presenta in media una cifra di rumore $F = 20$ ($\simeq$ 13 dB) che, considerando in media una banda di 8 MHz ed una impedenza di ingresso di 240 Ω vuol dire una tensione di rumore di 12 μV.

Tale tensione di rumore si può abbassare solamente inserendo un amplificatore di antenna, davanti al ricevitore, avente una cifra di rumore più bassa di quella del ricevitore.

Il rumore dovuto allo stadio di ingresso del televisore influisce tanto meno sulla cifra di rumore risultante della catena, quanto maggiore è il guadagno del preamplificatore di antenna; per valori del guadagno sufficientemente elevati il rumore della catena si riduce a quello del preamplificatore di antenna. Si ha come risultato un miglioramento notevole della qualità di immagine.

Poichè il rumore N è praticamente tutto prodotto nel preamplificatore di antenna (più piccolo tuttavia rispetto a quello dello stadio di ingresso del televisore), conviene che il segnale utile S, che giunge all'ingresso del preamplificatore stesso, sia il più intenso possibile.

È naturale quindi disporre il preamplificatore il più possibile vicino ai morsetti di uscita dell'antenna, in modo che il segnale utile S non subisca attenuazione nel cavo di collegamento fra antenna e preamplificatore.

Un preamplificatore a transistori dato il piccolo ingombro, la piccola potenza di alimentazione a bassa tensione, e la durata pressocchè illimitata risulta particolarmente adatto.

L'amplificatore stesso viene montato direttamente ai morsetti di uscita dell'antenna evitando in tal modo la necessità di un cavo di collegamento e la conseguente attenuazione del segnale utile S.

I transistori necessari per tali realizzazioni devono avere caratteristiche particolarmente brillanti, raggiunte attualmente con i tipi mesa. Ad esempio il transistor mesa AF139 presenta una cifra di rumore $F = 5 \div 7$ dB.

Un preamplificatore realizzato con tale tipo di transistori, tenendo conto della mancata attenuazione del segnale utile S, causata dalla presenza del cavo che viene eliminata con un montaggio diretto all'antenna, permette di realizzare un miglioramento della qualità di immagine da 10 a 20 dB.

Tale notevole miglioramento nel rap-

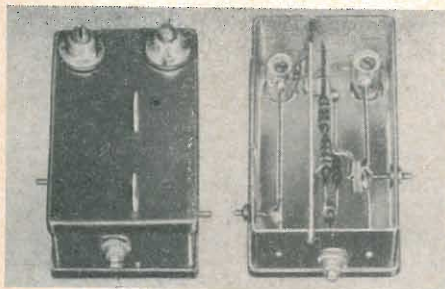



Fig. 3 - Preamplificatore Trev. 1. A sinistra chiuso; a destra aperto.

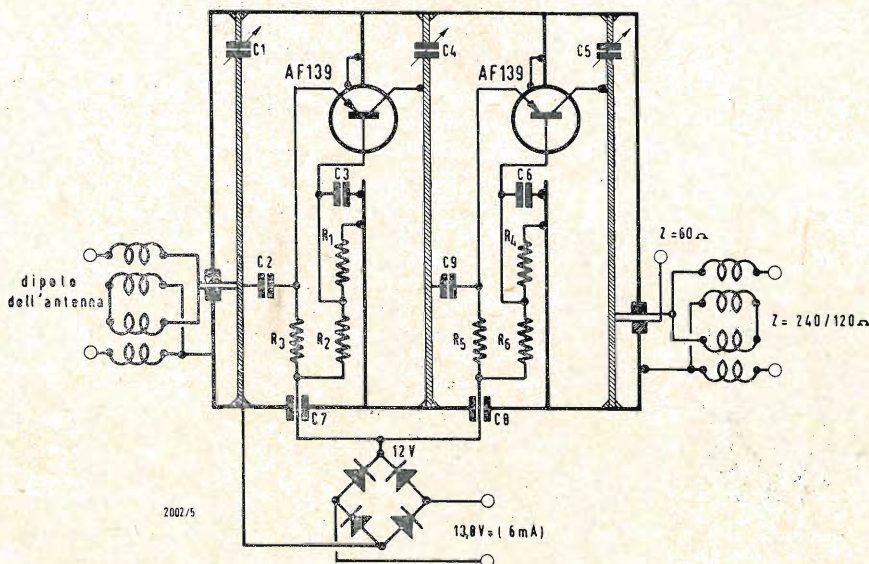



Fig. 2 - Schema elettrico del preamplificatore di antenna Trev. 2 a due stadi.

porto segnale disturbo ha permesso la ricezione anche in località finora escluse al servizio televisivo.

3. - L'AMPLIFICATORE A TRANSISTORI

3.1. - *Il preamplificatore di antenna deve soddisfare a molteplici condizioni*:

a) essere insensibile ad eventuali tensioni indotte da fulmini o da altre tensioni impulsive che si possono creare ai morsetti di antenna.

b) Deve potere funzionare in una ampia gamma di temperatura senza che mai il transistore sia portato fuori caratteristica.

c) È necessario che il preamplificatore di antenna, dato il suo montaggio in posizione esposta, sia sufficientemente protetto dalla pioggia, umidità, ecc.

d) Il preamplificatore deve essere capace di funzionare anche in vicinanza di un trasmettitore senza creare intermodulazioni.

Questa ultima condizione risulta particolarmente gravosa e può essere soddisfatta solamente riuscendo praticamente ad escludere dalla gamma di ricezione del preamplificatore l'emittente disturbatrice.

Questo porta all'impossibilità di realizzare gruppi a larga banda.

I preamplificatori vengono realizzati accordabili sul canale di cui si desidera effettuare la ricezione.

3.2. *Descrizione del circuito.*

Il circuito selettivo di ingresso (fig. 1) è realizzato mediante una linea in λ/4 raccorciato che provvede anche all'adattamento dell'impedenza del circuito di antenna all'impedenza di ingresso del transistore. La linea in λ/4 è caricata con un trimmer C_1, mediante la regolazione del quale è possibile ottenere il ricoprimento di tutta la gamma UHF. L'adattamento del circuito di antenna, dopo la trasformazione da simmetrico in dissimetrico 240 Ω/60 Ω mediante il trasformatore *T* indicato nella fig. 1, viene effettuato mediante una presa sul conduttore centrale della cavità. Tramite il condensatore C_2 viene effettuato l'adattamento all'impedenza di ingresso del transistore. Il condensatore C_2 provvede anche all'isolamento della tensione continua presente sull'emettitore del transistore rispetto al conduttore centrale della cavità collegato a massa. La presa è effettuata in un punto vicino al nodo di tensione in modo da non avere notevoli variazioni di impedenza al variare della frequenza nella banda di ricezione.

Il circuito di uscita di collettore è realizzato ugualmente mediante una linea caricata in λ/4. Il transistor AF139 usato, tipo mesa, presenta una piccola capacità di uscita (≈ 1 pF), una impedenza di uscita relativamente elevata ed una piccola capacità di retroazione uscita-ingresso (≈ 0,8 pF). Si può quindi collegare l'uscita del transistore ad un punto caldo della linea (vicino al compensatore di chiusura) senza abbassare il *Q* del circuito di uscita. Tale circuito per assicurare la banda passante necessaria, deve essere caricato.

La disposizione con base a massa è stata scelta per assicurare una amplificazione sufficiente ed una piccola capacità di retroazione uscita-ingresso.

La base del transistore è collegata a massa per la RF mediante il condensatore C_3.

La polarizzazione è ottenuta mediante il partitore R_1/R_2 per la alimentazione della base, e la resistenza R_3, per l'emettitore; il valore delle tre resistenze di basso valore ohmico è scelto in modo da assicurare ampia stabilità nella gamma di variazione di temperatura prevista.

La corrente di emettitore di 1,5 mA, con 12 V di alimentazione, mantiene il transistor in una zona di funzionamento di minimo rumore. In fig. 2 è riportato lo schema elettrico di un amplificatore a due stadi.

Il contenitore è suddiviso in tre camere ciascuna delle quali assieme al conduttore centrale, caricato con i trimmer C_1, C_4, C_5 costituiscono rispettivamente il circuito di ingresso del primo transistor ed ingresso del secondo, il circuito di uscita del secondo transistor. È chiaramente visibile la disposizione delle prese sui conduttori centrali della linea del circuito di ingresso e di uscita dei due transistor.

I dati elettrici dei due amplificatori sono riuniti nella Tabella.

Gamma di frequenza 470... 790 MHz da accordarsi volta per volta sul canale prescelto.

f	470	600	790 MHz
Amplif.	12(22)	11(20)	9(18)dB
Cifra di rumore	5 7	6 8	8 kT 9 dB

Entrata	240 Ω simmetrici (connessione diretta al dipolo dell'antenna UHF)
Tensione massima d'ingresso	100 mV su 240 Ω (30 mV su 240 Ω)
Uscita	Adattata per cavo di 60 Ω, 120 o 240 Ω per cavo simmetrico, piattina 240 Ω.
Aliment.	220 V, 50 H
Potenza assorbita	1,5 W

I dati tra parentesi si riferiscono all'amplificatore a due stadi.

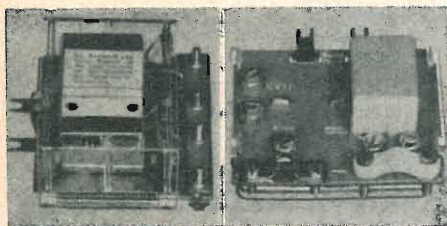



Fig. 4 - Preamplificatore completo montato sulla piastra. A destra vista superiore; a sinistra vista inferiore. La custodia di plastica protegge l'apparato da danni meccanici.

4. - PROVE DI FUNZIONALITÀ

4.1. - *Molto interessanti sono i risultati di alcune prove effettuate presso l'Istituto delle Alte Tensioni di Berlino.*

Il preamplificatore connesso all'antenna, veniva posto ad una distanza da 10 a 15 m da un generatore di tensione di 2 milioni di V con fronte estremamente ripido senza subire nessun danno.

Tale prova conferma la capacità del circuito di sopportare tensioni indotte per effetto della caduta di un fulmine nelle vicinanze dell'antenna.

4.2. - Le proprietà selettive del circuito permettono di attenuare sufficientemente i segnali fuori banda provenienti da emettitori, anche posti nelle vicinanze dell'antenna, evitando così spiacevoli effetti di modulazione incrociata.

4.3. - L'amplificatore nel suo contenitore, è in grado di funzionare, con piccole cadute di amplificazione e piccole variazioni della frequenza di accordo, in una gamma di temperatura che va da — 60°C a + 95°C realizzate in camera climatica.

Altre prove, come esposizione alla pioggia, umidità, gas e fumi industriali hanno dato risultati più che soddisfacenti.

5. - ESECUZIONE MECCANICA

5.1. - La realizzazione costruttiva dell'amplificatore ad uno stadio è visibile in figura 3.

La parte circuitale è racchiusa in un contenitore di lamierino di ottone argentato più piccolo di una scatola di fiammiferi (2 cm × 3 cm × 4,5 cm).

Dai contenitori sporgono le prese di ingresso e di uscita e la vite di regolazione dei trimmer di accordo. Il montaggio dell'intero apparato richiede un numero molto limitato di pezzi.

Le resistenze di polarizzazione, il condensatore di by-pass della base ed il transistore sono fissati al settore di separazione fra i circuiti di ingresso e di uscita rendendo molto semplice il montaggio dei componenti. Una analoga disposizione di montaggio si ha nell'amplificatore a due stadi.

5.2. - Il contenitore viene montato, per la definitiva sistemazione sull'antenna, su di una piastra isolante (fig. 4). Su questa sono fissati i trasformatori simmetrizzatori di ingresso e di uscita, i contatti di connessione al dipolo dell'antenna, il serracavo per il cavo di discesa all'uscita dell'amplificatore e le connessioni per l'alimentazione.

Per evitare eventuali starature involontarie, la vite di regolazione dei trimmer di accordo è protetta da un cappuccio di plastica.

Sulla parte anteriore della piastra è indicato il canale per il quale il preamplificatore è stato tarato.

Un ulteriore coperchio di plastica protegge l'insieme da danni meccanici.

6. - ALIMENTAZIONE

6.1. - *La discesa, dopo l'amplificatore, può essere realizzata con un cavo semplice o simmetrico ed anche mediante piattina, cercando però di evitare l'impiego di quest'ultima dati i noti inconvenienti presentati nella gamma UHF.*

Nel caso di preamplificatori di antenna a transistori, data la bassa tensione di alimentazione necessaria può essere conveniente usare il cavo di discesa anche come cavo di alimentazione. Tuttavia nel caso di connessioni multiple, come ad esempio si verifica quando un medesimo cavo di discesa viene usato e collegato con una antenna UHF e VHF opportunamente disaccopiate, può essere difficoltoso avere una connessione in corrente continua necessaria per la alimentazione. Per ovviare tale inconveniente e facilitare al massimo la messa in opera del preamplificatore, l'alimentazione viene effettuata mediante un cavetto bipolare completamente separato dalla discesa.

La caduta di tensione data la bassa potenza transitante anche per tratti lunghi risulta trascurabile. L'amplificazione dell'apparato varia molto poco al variare della tensione di alimentazione: circa 1 dB variando la tensione da 9 e 12 V.

Un errore di polarità nell'alimentazione in continua non danneggia minimamente i transistori. Si può notare la giusta o sbagliata connessione solo guardando l'immagine, che può mancare nel caso di polarità sbagliata, nel televisore.

Per eliminare comunque ogni errore di alimentazione la tensione continua giunge ai transistori tramite quattro diodi inseriti a ponte che forniscono la giusta polarità di alimentazione, qualsiasi sia la polarità della tensione continua (fig. 1 e fig. 2). La caduta di tensione sul ponte raddrizzatore è assolutamente trascurabile.

Il raddrizzatore vero e proprio che raddrizza la tensione di rete in continua (tipo NT5) può essere collegato in un punto qualsiasi.

7. - CONCLUSIONI

7.1. - Il preamplificatore descritto può essere usato non solo nel caso di zone marginali in cui il campo ricevuto è molto debole, ma anche nelle case di zone di normale ricezione ottenendo un uotevolissimo miglioramento della qualità di immagine. È possibile anche, a parità di qualità di immagine usufruire di antenne riceventi aventi minori prestazioni, diminuendo notevolmente le spese di installazione per l'antenna stessa.

La tensione di uscita relativamente elevata 150 mV su 60 Ω, dei transistori Mesa AF139 usati, permette nel caso di un impianto di antenna collettiva, di servire otto o dieci apparati senza ulteriori accorgimenti. *A*

Nuovo indicatore di sintonia e di livello di registrazione per magnetofoni

Fig. 1 - Circuito tipico di utilizzazione della EM78.

LE CARATTERISTICHE principali di questa nuova valvola, tipo EM87, sono le seguenti:

1) Chiusura dei settori luminosi con soli 10 V di polarizzazione di griglia.

2) Sovrapposizione dei settori luminosi in presenza di un segnale maggiore di 10 V; questa sovrapposizione dà luogo a una zona più luminosa al centro dello schermo e indica una sovramodulazione del segnale da registrare, cioè delle distorsioni nella registrazione.

Nella maggior parte dei registratori attuali, la tensione disponibile per pilotare l'indicatore di livello è di circa 10 V; questo valore è insufficiente per far chiudere i settori luminosi dei tipi di indicatori di costruzione precedente alla EM87.

In fig. 2 sono riportate le curve caratteristiche della valvola. L'intersezione della curva a tratto continuo con l'asse orizzontale indica il valore della tensione di griglia controllo, al quale la separazione *a* dei settori luminosi è nulla, cioè i settori luminosi sono chiusi. L'escursione della curva al di sotto dell'asse orizzontale indica il fenomeno di sovrapposizione dei settori luminosi, dovuto a segnali di registrazione superiori a 10 V.

I settori luminosi si sovrappongono di 1,5 mm, in presenza di una tensione, di ingresso di 15 V e di una tensione di schermo di 250 V (fig. 3).

La curva tratteggiata, riportata in fig. 2, indica la caratteristica di controllo della EM84, tubo indicatore di costruzione precedente.

1. - COSTRUZIONE

Il catodo è posto tra la sezione triodo e la sezione che comprende gli elettrodi atti alla indicazione sullo schermo. Il catodo, di forma speciale, ha una lunghezza di 10 mm, è rivestito di ossidi su entrambe le sunerfici ed è montato orizzontalmente fra due fogli di mica. La griglia e l'anodo della sezione triodo sono montati nella parte posteriore al catodo; mentre la griglia di carica spaziale è posta nella parte anteriore ed è collegata al catodo stesso.

La carica spaziale che si stabilisce in prossimità di questa griglia rende il flusso di elettroni verso lo schermo fluorescente più uniforme.

La placca, posta dopo la griglia, ha lo stesso potenziale del catodo.

Una fessura praticata su questa placca assicura un'ottima definizione dei bordi

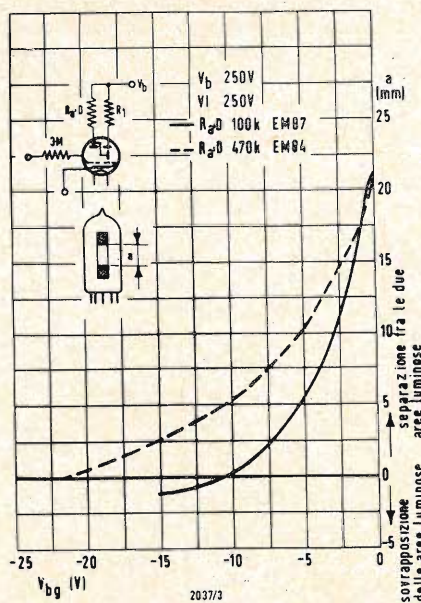



Fig. 2 - Caratteristiche di controllo. Variazione della lunghezza dell'apertura dei settori luminosi in funzione della tensione della griglia controllo.

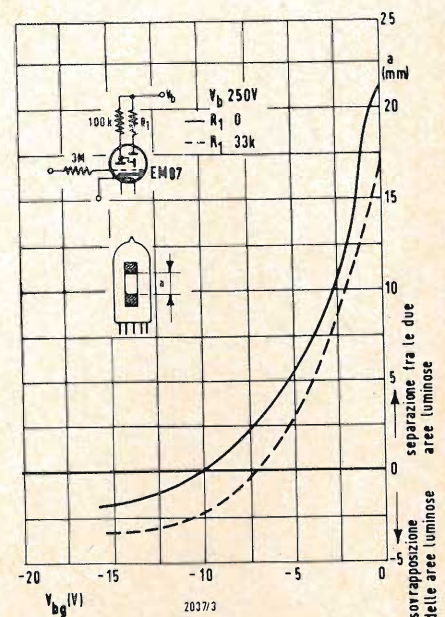



Fig. 3 - Effetto della riduzione della tensione di schermo, dovuta all'inserimento della resistenza da 33 kΩ nel circuito di schermo.

Due nuovi backward wave oscillators SBM-4212 e SBE-4022 operanti nelle gamme 50-63 e 68-86 GHz sono stati recentemente sviluppati dalla SPERRY.
Caratteristica fondamentale è la loro estrema compattezza ed il loro peso estremamente ridotto: il tubo completo della struttura focalizzatrice a magnete permanente non oltrepassa i 3150 grammi ed è quindi particolarmente adatto per apparecchiature di bordo o apparecchiature missilistiche.
I 2 tubi inoltre, grazie alla possibilità di essere agganciati in fase ad un generatore esterno, consentono di essere impiegati in tutti quei casi laddove è richiesto un segnale estremamente stabile in frequenza.
La SPERRY MICROWAVE ELECTRONICS COMPANY è rappresentata in Italia dalla società BAY & C. S.p.A., Milano.

dei settori luminosi sullo schermo fluorescente.
L'elettrodo di deflessione è situato di fronte alla fessura della placca ed è formato da due placchette orizzontali.
La mascherina, mantenuta allo stesso potenziale della tensione di alimentazione, serve a limitare le dimensioni dei settori luminosi sullo schermo fluorescente.
Una molla assicura il contatto tra la mascherina e il rivestimento conduttore posto sulla superficie interna del bulbo; questo rivestimento conduttore è in contatto anche con lo schermo fluorescente.

2. - FUNZIONAMENTO

In un circuito tipico, come quello illustrato in fig. 1, l'elettrodo di deflessione è collegato direttamente all'anodo del triodo. In assenza di segnale, la corrente che circola nel circuito anodico del triodo è di circa 2 mA e provoca nella resistenza di carico (100 kΩ) una caduta di 200 V; la tensione dell'elettrodo di deflessione è perciò di circa 50 V.
L'elettrodo di deflessione ha quindi un potenziale di circa 200 V negativi rispetto allo schermo, che è mantenuto al potenziale anodico. Il fascio di elettroni si allarga e di conseguenza i settori luminosi sono completamente aperti.
Quando si applica un segnale alla griglia del triodo, la corrente che circola nel circuito anodico diminuisce, e di conseguenza l'elettrodo di deflessione diventa meno negativo rispetto allo schermo.
La divergenza del fascio è perciò minore e i settori luminosi sono in parte chiusi; si chiudono completamente, quando la tensione di ingresso è di 10 V.

3. - RESISTENZA DI CARICO

Il potenziale applicato all'elettrodo di deflessione è sempre positivo di modo che una parte del fascio di elettroni, fluenti verso lo schermo, è intercettato da esso e dà luogo alla corrente di deflessione.
La corrente che circola nella resistenza di carico, (fig. 1) è la somma della corrente anodica della sezione triodo e della corrente di deflessione.
Il rapporto di queste due componenti dipende dal valore della resistenza di carico usata: aumentando il valore della resistenza, aumenta il valore della corrente di deflessione; la tensione di chiusura dipende così da questa componente.
Il fascio di elettroni, colpendo l'elettrodo di deflessione, dà luogo alla emissione secondaria; con particolari valori di tensione, parte di questi elettroni vanno dall'elettrodo di deflessione allo schermo, riducendo la corrente di deflessione.
La caratteristica corrente/tensione dell'elettrodo di deflessione varierà in modo considerevole da una valvola all'altra, dipendendo ciò dalla emissione secondaria.
In riferimento al circuito di fig. 1, se la corrente che circola nel carico contiene un'alta percentuale di corrente di deflessione, la tensione di chiusura può essere molto diversa da una valvola all'altra.
Per ridurre il variare della tensione di chiusura, è necessario ridurre l'influenza della percentuale della corrente dell'elettrodo di deflessione sulla corrente di carico; per questa ragione, la EM87 è stata progettata per funzionare con una resistenza di carico di soli 100 kΩ.
Con una resistenza di questo valore, la componente anodica della corrente di carico, al punto di chiusura, è molto più grande della componente della corrente di deflessione.
La tensione di chiusura è determinata principalmente dalle caratteristiche della sezione triodo della valvola e non varierà molto da una valvola all'altra.
La resistenza di carico, essendo di valore basso, richiede che il fattore di amplificazione e la conduttanza mutua della sezione triodo della valvola, abbiano valori elevati per fornire un guadagno di tensione sufficiente a pilotare la sezione indicatrice.
Il fattore di amplificazione della EM87 è circa quattro volte quello della EM84 (valvola progettata per funzionare con una resistenza di carico di 470 kΩ); la conduttanza mutua, invece, è di circa 1,5 volte più grande.

4. - AUMENTO DELLE SENSIBILITÀ

Osservando ancora la fig. 1, si nota che riducendo la tensione di schermo, per mezzo di una resistenza collegata in serie ad esso, si può polarizzare la griglia con una tensione meno negativa, aumentando così la sensibilità della valvola.
In fig. 3 è illustrato l'effetto della resistenza da 33 kΩ, collegata tra lo schermo e la tensione di alimentazione.
La tensione di chiusura è ridotta a circa 7 V ed è indicata una sovrapposizione maggiore per tensioni superiori di quella indicata.
Una riduzione della tensione di schermo causa una perdita di luminosità.
La perdita di luminosità, ottenuta con la diminuzione della tensione di schermo per mezzo della resistenza da 33 kΩ, non è rilevante. Si è però notato che per mantenere un livello di luminosità soddisfacente, la tensione di schermo non deve scendere sotto i 17 V.
Per aumentare la sensibilità della valvola vi sono altri sistemi che porterebbero una maggiore complessità di montaggio o andrebbero a scapito della qualità della valvola come, per esempio, la diminuzione della definizione dei settori luminosi. *A*

Il thyratron a catodo freddo tipo Z805U

Il tubo Z805U estende la gamma dei thyratron a catodo freddo prodotti da La Radiothecnique completandola con un modello di indubbio interesse. Questo nuovo tipo di thyratron può essere infatti direttamente alimentato con la tensione di rete, in un intervallo di valori compresi fra 200 e 250V. Esso inoltre consente, applicando allo starter una tensione positiva e quindi in fase con la tensione anodica, di realizzare dei circuiti di commutazione concettualmente assai semplici che presentano una elevata sicurezza di impiego.

Il tubo è provvisto di due elettrodi di schermo di costruzione speciale, l'uno di anodo e l'altro di catodo, che consentono l'impiego di tensioni anodiche, nello stato di interdizione, più elevate di quelle applicabili sotto le stesse condizioni, ai normali thyratron a gas. Tali elettrodi supplementari si comportano inoltre come elementi che favoriscono la preionizzazione. Essi vengono normalmente collegati, ciascuno all'elettrodo corrispondente, mediante una resistenza da 10 MΩ.

Durante il funzionamento in corrente alternata, la scarica di preionizzazione si verifica per una tensione assi più debole di quella di innesco dello starter; ciò garantisce un innesco infallibile del tubo.

Un'altra caratteristica positiva relativa alla struttura costruttiva di questo tubo è quella che esso presenta il vantaggio di non richiedere un componente supplementare nel circuito ad esso associato per l'eliminazioni delle vibrazioni del relé elettromeccanico presente nel circuito anodico. Un condensatore della capacità di qualche microfarad, applicato in parallelo alla bobina del relé, costituisce un sistema di attenuazione della corrente continua pulsante, sufficiente anche se la pulsazione è di 10 Hz.

Questo thyratron può essere anche fatto funzionare in corrente continua con tensioni di alimentazione comprese in un intervallo variabile da 250 a 450 V con polarizzazione diretta od inversa ed una tensione minima d'innesco di 475 V.

In previsione di tali particolari condizioni di impiego, lo Z805U è provvisto, come del resto tutti i thyratron a catodo freddo di concezione moderna, di un catodo realizzato in molibdeno puro, caratteristica questa che gli conferisce una notevole stabilità di funzionamento ed una lunga durata di esercizio.

Le fondamentali caratteristiche elettriche di questo nuovo tubo sono riassunte qui di seguito.

1. - CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO.

Per comando di relé con alimentazione a 220 V in alternata o continua:

Tensione di innesco starter-catodo:

Tensione alimentazione: 250-450 V = = 137-155 V; Tensione alimentazione: 200-250 V = 98-110 V.

Corrente assorbita dallo starter:

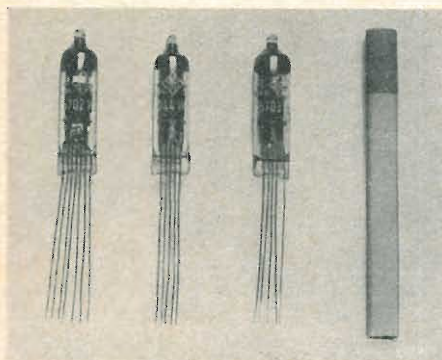
(V alimentazione: 250 V) = 100 μA.

Tensione dello starter:

(con una corrente di 100 μA) = 110 V.

Tensione anodica (per una corrente di 20 mA) = 118-128 V;

Tensione anodica di innesco (positiva e negativa) = 500 V minima = 475 V.

Fra le applicazioni più significative di questo nuovo modello di thyratron, ricorderemo la realizzazione di relé remporizzatori, di relé per il controllo di fiamma, dispositivi per il comando della temperatura e per il controllo di selettori rotanti. (*l.c.*)

Al Salone internazionale dei componenti elettronici che si tenne a Parigi dal 7 al 12 febbraio u.s. la Telefunken AG. presentò la produzione di tre delle sue divisioni.
Tra gli altri componenti, era esposta una serie di tubi subminiatura per apparati portatili (vedi fotografia), nuovi semiconduttori per VHF e UHF realizzati secondo la tecnica planare epitassiale e mesa, nonchè nuovi tubi oscilloscopici speciali e tubi trasmittenti.

Studio di alcuni tipi di gates a transistors

Com'è ben noto, il termine « gate » si usa per indicare un circuito logico la cui funzione consiste nel trasmettere un impulso, solo quand'esso giunge al circuito stesso entro un certo intervallo di tempo *T*, fissato a piacere. Tale intervallo di tempo è determinato dall'istante d'arrivo e dalla durata di un impulso di comando.

Le caratteristiche che si richiedono a un gate e tra le quali, entro certi limiti, è indispensabile realizzare un compromesso, sono essenzialmente le seguenti: *a*) il gate non deve aumentare sensibilmente il tempo di salita dell'impulso da trasmettere; *b*) l'impulso di comando del gate non deve venir trasmesso neanche in parte (assenza di piedistallo); *c*) in assenza del comando, l'impulso in arrivo non deve venir trasmesso neanche in parte; *d*) l'impulso in uscita deve essere proporzionale a quello in ingresso (linearità).

Per trovare il migliore compromesso tra queste diverse e in parte contrastanti esigenze, i Dott. G. Arancia e G. Fronterotta, hanno eseguito, nei Laboratori dell'Istituto Superiore di Sanità diretti dal Prof. Mario Ageno, uno studio comparativo di tre circuiti di gate a transistors dei quali due sono stati ricavati da schemi di principio fatti da Littauer e il terzo è stato descritto da Garwin.

Di tali gates sono stati descritti nell'ordine — in un Rapporto — lo schema elettrico, il modo di funzionamento e i risultati delle prove eseguite. Sono stati, infine, brevemente discussi i risultati ottenuti. (*i.s.*)

Circuito flip - flop con caratteristiche migliorate*

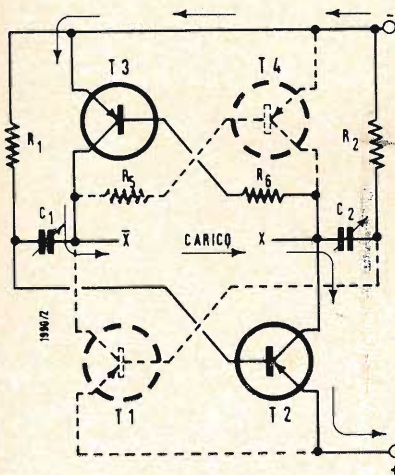
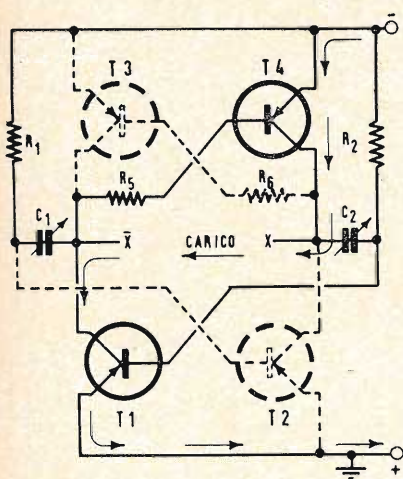



Fig. 1 - *a*) Aspetto di un multivibratore astabile di tipo convenzionale. *b*) Aspetto di un multivibratore astabile del tipo a simmetria complementare. Gli elementi di circuito comuni ai due tipi sono: R_1, R_2, C_1, C_2, Q_1, e Q_2.

(*) Rielaborato da Conant, P.L., New flip-flop design improves efficiency, *Electronic Industries*, marzo 1963, pag. 107.

NELL'APPLICAZIONE di transistori in circuiti a simmetria complementare possono derivare vantaggi che non si riscontrano nella maggior parte dei circuiti convenzionali. Nel presente articolo viene appunto descritto un multivibratore astabile realizzato secondo questo principio. Esso presenta un elevato rendimento energetico, una debole interferenza e delle dimensioni assai ridotte.

Un multivibratore astabile del tipo a simmetria complementare può essere adottato per generare un'onda quadra bipolare per pilotare un « chopper » in un amplificatore a corrente continua.

In figura 1 sono posti a confronto un multivibratore di tipo convenzionale con uno a simmetria complementare. Alcuni elementi di entrambi i tipi di multivibratore assolvono alla medesima funzione. In particolare, i transistori Q_1 e Q_2 sono dei commutatori rigenerativi, i condensatori C_1 e C_2 sono dei commutatori di tensione, mentre le resistenze R_1 ed R_2 forniscono la necessaria polarizzazione ai transistori Q_1 e Q_2.

Il fondamentale svantaggio di un multivibratore astabile di tipo convenzionale (figura 1*a*), quando esso venga impiegato quale generatore di un'onda quadra bipolare, è quello relativo al fatto che le resistenze di collettore R_3 ed R_4 vengono a trovarsi alternativamente in serie con il carico. Da ciò deriva che il rendimento energetico del circuito è relativamente basso.

Questo svantaggio non esiste invece nel caso di un multivibratore astabile a simmetria complementare (figura 1*b*). Qui infatti, le resistenze di carico di collettore R_3 ed R_4 sono state sostituite con un circuito di commutazione di corrente. Tale circuito è costituito dai transistori Q_3 e Q_4, collegati in modo complementare e simmetrico rispetto ai transistori Q_1 e Q_2, e dalle loro resistenze di polarizzazione R_5 ed R_6.

1. - FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO.

Ecco dunque come funziona questo circuito:

a) Applicando inizialmente al circuito la tensione di alimentazione, entrambe le coppie di transistori, Q_1-Q_4 e Q_2-Q_3, avranno tendenza ad assumere lo stato di conduzione. Tuttavia ciò si verificherà soltanto per una coppia. Assumeremo che inizialmente sia la coppia formata dai transistori Q_1 e Q_4 a trovarsi nello stato di conduzione.

b) Nel primo stato transitorio, le correnti di base e di collettore di Q_1 e di Q_4 aumentano, mentre quelle di Q_2 e di Q_3 diminuiscono.

c) Nel primo stato di quasi stabilità, Q_1 e Q_4 sono conduttivi e le loro correnti di collettore sono limitate dalle impedenze di carico, mentre Q_2 e Q_3 sono interdetti. La corrente di carico fluisce attraverso Q_4, il carico medesimo e Q_1 (fig. 2*a*).

d) Nel secondo stato transitorio, si verifica la tendenza ad invertire le condizioni precedentemente esposte. Le correnti di base e di collettore di Q_1 e di Q_4 diminuiscono fino alla interdizione, mentre quelle di Q_2 e di Q_3 aumentano fino alla completa conduzione.

e) Nel secondo stato di quasi stabilità, Q_2 e Q_3 si trovano in stato di conduzione; le correnti di collettore sono limitate unicamente dall'impedenza di carico. Q_1 e Q_4 si trovano invece in stato di interdizione. La corrente di carico fluisce ora attraverso Q_3, il carico stesso e Q_2 (fig. 2*b*).

f) Tutte le condizioni esposte rappresentano la sequenza di funzionamento attraverso un ciclo. Tale sequenza si ripete con un andamento determinato dalla costante di tempo formata dai condensatori di commutazione C_1 o C_2 ed alle resistenze di polarizzazione R_1 o R_2.

Per quanto riguarda la presenza di fe-

(il testo segue a pag. 191)

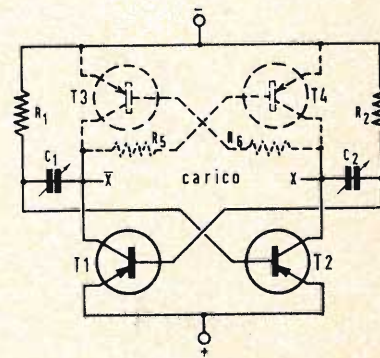
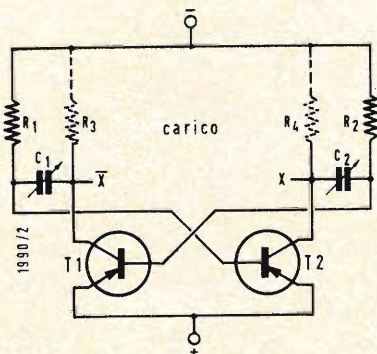



Fig. 2 - Nel primo stato di quasi stabilità, la corrente di carico fluisce attraverso il transistor Q_4, il carico medesimo, ed il transistore Q_1 (*a*). Nel secondo stato di quasi stabilità (*b*), la corrente fluisce attraverso Q_3, il carico, e Q_2.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV CGE - Warmlight TE232 - 6862 e TE233 - 6863

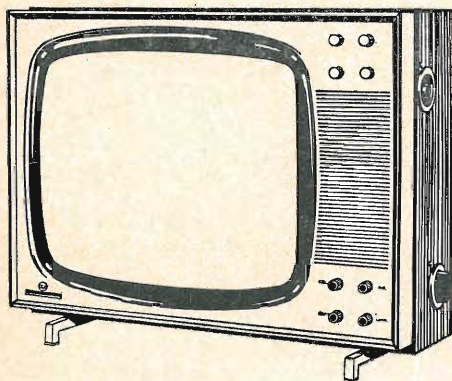



Fig. 1 - Aspetto frontale dei televisori CGE, modelli TE232 e TE233.

1. - GENERALITÀ

I televisori CGE (Compagnia Generale di Elettricità, Milano) modelli TE232 e TE233, impiegano 18 valvole più il cinescopio, due diodi al germanio, due diodi al silicio. Quest'ultimi sono impiegati nel circuito di alimentazione anodica.

Il sintonizzatore VHF consente la ricezione di tutti gli otto canali relativi lo standard italiano e dispone inoltre di quattro canali di riserva. Il sintonizzatore UHF, del tipo a sintonia continua da 470 a 790 MHz, consente la ricezione di tutti i canali relativi il secondo programma UHF. La frequenza, in centinaia di MHz, è leggibile su di un disco che è collegato meccanicamente alla manopla di sintonia.

Detti televisori sono previsti per ingresso bilanciato a 300 Ω. Dovendoli collegare a linee sbilanciate del tipo 60/75 Ω, occorre inserire, come al solito, un adattatore.

Media frequenza: video 45,75 MHz, audio 40,25 MHz.

È opportuno tenere presente che non bisogna collegare il telaio alla terra. Se per un motivo qualsiasi fosse necessario eseguire tale operazione ciò dovrà essere fatto tramite l'inserimento di un condensatore da 1.000 pF con tensione di isolamento non inferiore ai 1.500 V.

Tali televisori possono essere collegati a reti previste per le seguenti tensioni, a 50 Hz: 120, 130, 140, 150, 160, 170, 220, 230, 240 V. Il consumo è di circa 160 W. L'alimentazione anodica è ottenuta tramite due diodi al silicio con circuito duplicatore di tensione.

Nota importante: *I due condensatori elettrolitici C431 e C432 da 150 μF, hanno delle caratteristiche speciali; di conseguenza, in caso di avaria, non possono essere sostituiti con altri condensatori elettrolitici, ma devono essere richiesti direttamente alla Casa costruttrice.*

Il condensatore C432 è isolato dal telaio, di conseguenza sul suo involucro metallico è presente una tensione elevata.

2. - VALVOLE

V_{01} = EC88 amplificatore RF gruppo UHF; V_{02} = EC86 oscillatore UHF gruppo UHF; V_1 = ECC189 doppio triodo-amplificatrice RG VHF (cir-

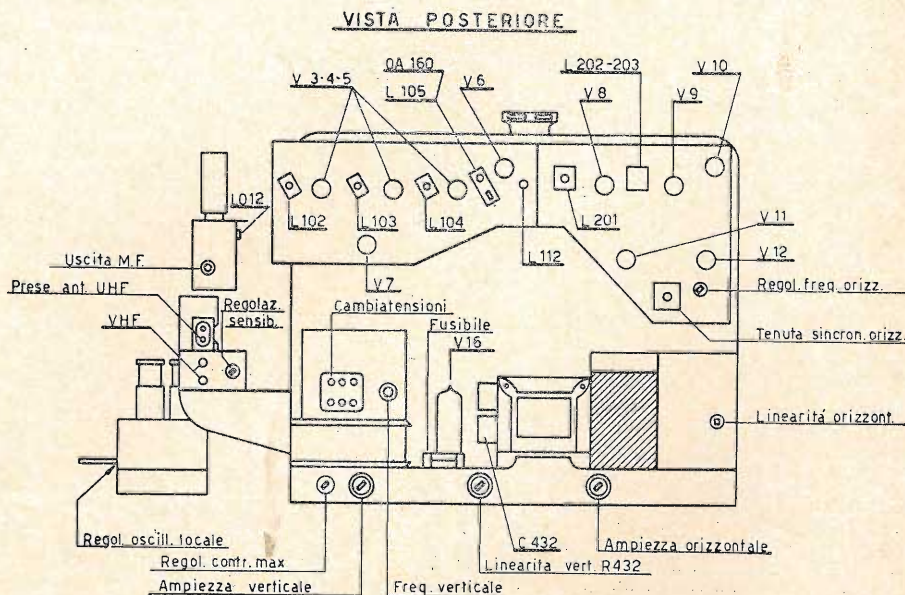



Fig. 2 - Disposizione dei principali componenti e dei comandi posteriori.

cuito cascode); V_2 = ECF86 triodo pentodo-oscillatrice VHF e convertitrice; V_3 = EF183 pentodo-amplificatrice MF; V_4 = EF80 pentodo-amplificatrice MF; V_5 = EF80 pentodo-amplificatrice di MF; V_6 = ECL84 pentodo-finale video, triodo-amplificatrice CAS; V_7 = ECH81 triodo eptodo-separatrice di impulso e soppressore di disturbi; V_8 = EF80 pentodo-amplificatrice limitatrice suono 5,5 MHz; V_9 = EABC80 triodo diodo-rivelatrice a rapporto e preamplificatrice BF; V_{10} EL84 pentodo-amplificatrice finale BF; V_{11} = EAA91 doppio diodo-tensione CAF; V_{12} = ECC82 doppio triodo-amplificatrice tensione CAF e oscillatrice di linea; V_{13} = EL500 pentodo-amplificatrice finale di linea; V_{14} = EY83 diodo smorzatore; V_{15} = DY86 diodo rettificatore EAT; V_{16} = ECL82 triodo pentodo-oscillatrice ed amplificatrice di quadro; V_{17} = 19AMP4 cinescopio da 19" oppure 23BP4/03 cinescopio da 23".

Fig. 3 - Disposizione dei principali componenti.

3. - DISPOSIZIONE DEI COMANDI POSTERIORI

Nella parte posteriore del televisore si trovano i seguenti comandi e dispositivi vari:

1°) *Cambio tensioni con due bottoni*, uno per la regolazione di rete normale e l'altro per le regolazioni fini. Questi due bottoni devono essere svitati qualora si debba asportare lo schienale. Ciò è stato fatto per motivi di sicurezza e in modo che chi asporta lo schienale sia obbligato a spegnere il televisore.

2°) *Le prese di antenna VHF ed UHF con accanto il regolatore di sensibilità.* L'apparecchio è predisposto in fabbrica in modo da avere una ricezione corretta per le intensità dei segnali che si presentano normalmente, quindi in presenza di segnali deboli o di segnali forti non occorre eseguire alcun ritocco. Ciò può essere necessario soltanto nel caso in cui il segnale sia particolarmente debole, con effetto neve, oppure esageratamente forte (generalmente tale condizione si verifica in prossimità del trasmettitore). In presenza di segnali molto forti che possono saturare l'apparecchio (*ciò è messo in evidenza dal fatto che l'apparecchio non si sincronizza qualora sia spento e riacceso con contrasto al massimo, pur avendo regolato preventivamente il comando di tenuta orizzontale*) il regolatore di sensibilità dovrà essere ruotato in senso orario fino a che il fenomeno di saturazione cessi. In presenza di segnali molto deboli il regolatore deve essere ruotato in senso antiorario fino a ridurre l'effetto neve.

Ciò naturalmente deve essere eseguito in modo tale da non raggiungere le condizioni di saturazione. Qualora si debbano ricevere due stazioni, una forte ed un altra debole, si agirà in modo da ottenere una posizione di compromesso che consenta una buona ricezione di ambedue le stazioni.

3°) *Comando di tenuta verticale.* Si tratta di un comando che una volta regolato non deve più essere ritoccato. Per raggiungere la posizione corretta occorre ruotarlo in senso antiorario fino a che l'immagine scorra lentamente dall'alto in basso e ritornando indietro di circa 30°.

4°) *Comando di tenuta orizzontale.* Questo comando ha il compito di consentire che il sistema automatico di sincronismo orizzontale risulti al centro del suo campo di agganciamento (*di conseguenza non deve essere usato come sovente ed erroneamente fanno i tecnici, per centrare l'immagine orizzontalmente sullo schermo.*) Qualora la regolazione sia stata eseguita in modo ortodosso spegnendo ed accedendo il televisore, oppure agendo sul commutatore e sul contrasto il sincronismo orizzontale deve mantenersi perfetto.

L'eventuale regolazione deve essere eseguita nel seguente modo:

a) ruotare la manopola relativa la tenuta del sincronismo orizzontale in senso antiorario fino all'arresto.

b) spegnere e riaccendere il televisore che generalmente risulterà fuori sincronismo orizzontale.

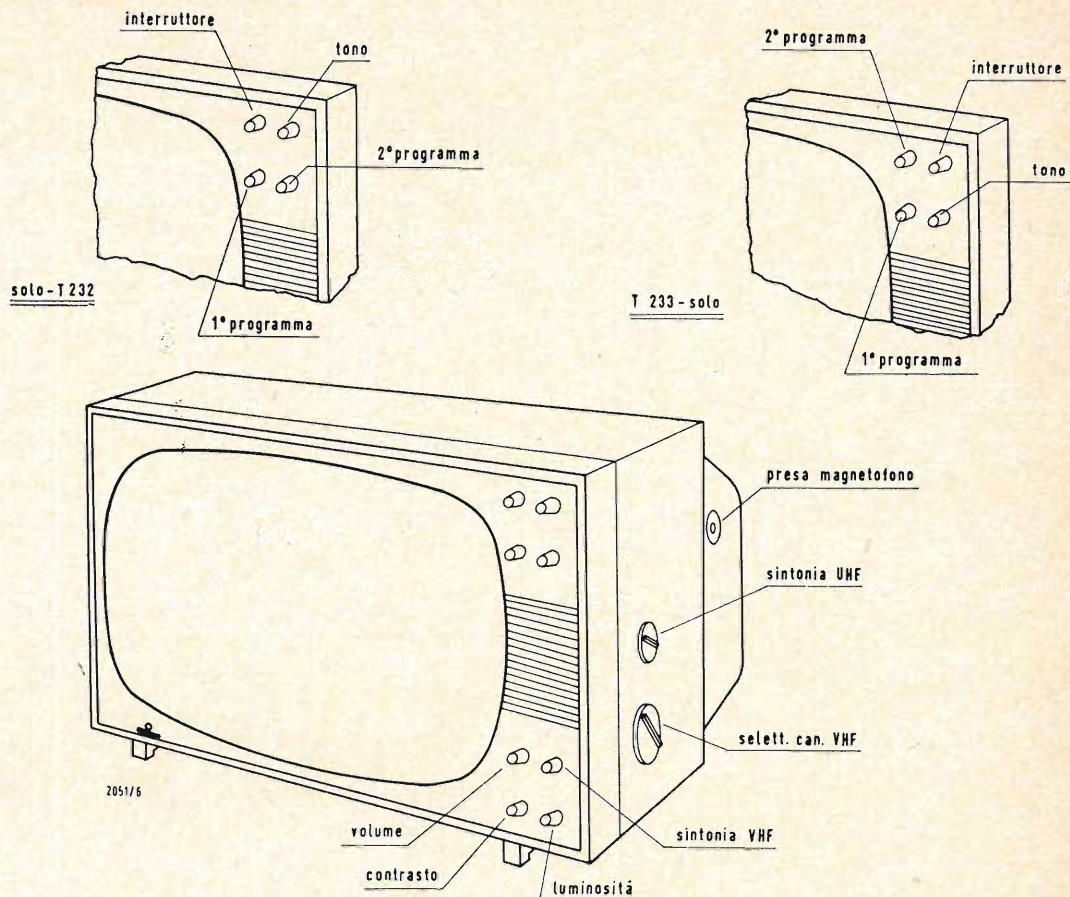



Fig. 4 - Disposizione dei comandi sui televisori CGE, modelli TE232 e TE233.

c) ruotare in senso orario e lentamente la manopola fino a raggiungere la posizione in cui l'immagine si sincronizza.
d) ruotare ulteriormente la manopola di circa un mezzo giro.
Nel caso in cui l'immagine non risulti centrata sullo schermo occorre agire sull'apposito centratore disposto sul giogo di deflessione.
e) nella parte inferiore del televisore si trovano tre fori, attraverso i primi due si accede a due potenziometri semifissi, regolabili con cacciavite per la messa a punto dell'ampiezza e della linearità verticale. Attraverso il terzo foro si accede invece al potenziometro semifisso che regola la larghezza dell'immagine (*si raccomanda di usare questa regolazione per ottenere una ampiezza orizzontale esatta e non eccessiva, dato che una cattiva regolazione può pregiudicare la vita della valvola* EL500 *e di altri componenti*).

4. - REGOLAZIONI VARIE

1°) *Centratore d'immagine*. La centratura dell'immagine si effettua ruotando attorno al giogo di deflessione le due alette del centratore. Detta regolazione deve essere eseguita dopo che il sincronizzatore orizzontale è stato portato al centro di agganciamento.

2°) *Magneti correttori*. Tali magneti hanno il compito di compensare la distorsione a cuscino sui lati dell'immagine in alto, in basso, a sinistra e a destra. È necessario far ruotare i magnetini tramite una chiave quadrata dato che usando un cacciavite possono rompersi.

3°) *La regolazione semifissa del sincronismo verticale* serve a centrare il campo di agganciamento e deve essere effettuata qualora venga sostituita la valvola V_{12} (ECC82).

4°) *La regolazione della linearità orizzontale* è accessibile tramite un foro della scatola EAT. È necessario usare una chiave quadrata identica a quella necessaria per i magnetini.

5°) *La linearità verticale nella parte alta del quadro* si regola tramite il potenziometro semifisso sottostante il telaio.

4. 1. - Regolazione di contrasto

Tale regolazione è necessaria nel caso in cui sia stata sostituita la valvola ECL84 (V_6) e si effettua agendo sul regolatore R_{401}. Per eseguire tale operazione è necessario sfilare dallo zoccolo la V_3 (EF183) portando il potenziome-

tro di contrasto al massimo e quello di luminosità al minimo e ruotando R_{401} fino ad ottenere 100 V cc ai capi della R_{129} (4700 Ω) di carico dell'amplificatore video. L'operazione deve essere iniziata dopo aver portato R_{401} tutto in senso antiorario.

4. 2. - Regolazione dell'oscillatore locale

Dovendo procedere alla regolazione dell'oscillatore senza strumenti occorre togliere la manopola del commutatore di canali in modo da poter accedere, con un cacciavite adatto, alla regolazione del nucleo della bobina oscillatrice del canale inserito. Agendo su tale nucleo si varia naturalmente la frequenza dell'oscillatore, la qualcosa consente di eseguire dei piccoli ritocchi qualora la sintonia audio-video risultasse leggermente spostata. Detta operazione deve essere effettuata dopo circa 15' da che il televisore è stato acceso. La migliore sintonia, cioè il migliore dettaglio con assenza delle barre suono, deve cadere a metà del regolatore manuale.

Dovendo controllare o riparare il gruppo a RF, si può accedere a tutti gli elementi togliendo gli schermi metallici del gruppo stesso. Tutte le bobine sono estraibili essendo incassate tra due piastre di cui una a molla. Si faccia attenzione ai colori che contraddistinguono le bobine, allo scopo di evitare inversione delle stesse al momento del montaggio dato che la differenza tra le bobine dei canali adiacenti è minima e difficilmente apprezzabile a vista. La pulizia dei contatti deve essere fatta esclusivamente pulendoli con tessuto imbevuto di tetracloruro di carbonio.

Dopo aver eseguita tale operazione eseguire la lubrificazione con miscela composta da una parte di olio di vaselina pura e tre parti di trielina.

4. 3. - Taratura approssimata del suono

Una taratura sufficientemente buona del suono si può ottenere agendo nel seguente modo:

1°) Dopo aver regolato la sintonia per la migliore immagine, si porti il contrasto a un valore piuttosto basso in modo che l'immagine risulti sbiadita ma correttamente sincronizzata. Quindi regolare i nuclei delle bobine RF audio come segue:

2°) L_{201} per la maggiore ampiezza del suono nell'altoparlante o ad un voltmetro disposto per cc (20.000 Ω/V) collegato ai capi di C_{211}.

3°) L_{202} per il massimo suono in uscita.

4°) L_{203} per il minimo ronzio all'uscita e per una nota del monoscopio il più possibile pura e senza distorsioni.

5°) L_{112} deve essere regolata per la minima interferenza del suono a 5,5 MHz sull'immagine (occorre non confondersi con le barre del suono che sono un altra cosa). Questa regolazione deve essere eseguita tenendo il contrasto piuttosto forte ed osservando le zone grigie dell'immagine sulle quali, come abbiamo già spiegato analizzando il monoscopio, è più facile distinguere l'interferenza che deve essere portata al minimo.

5. - RILIEVO DELLE FORME D'ONDA CON OSCILLOGRAFO

Disponendo di un buon oscillografo calibrato in ampiezza tutti i circuiti di sincronismo e di deflessione possono essere facilmente controllati rilevando le forme d'onda nei vari punti e confrontandole con quelle riportate sullo schema che sono state ricavate da un televisore aventi caratteristiche medie, alimentato con tensione di rete corretta e ricevente un segnale RF di 5 mV. Tutti i comandi erano regolati per la migliore immagine, il contrasto per una tensione di 30 V picco a picco sul catodo del cinescopio.

6. - MISURA DELLE TENSIONI

Nella seguente tabella sono riportate le tensioni misurabili agli elettrodi di ciascuna valvola su un televisore regolarmente funzionante nelle condizioni descritte al paragrafo precedente. Le caratteristiche degli strumenti usati per il rilievo sono indicate nella tabella stessa. *A*

Valvole	Tensione fra piedini degli zoccoli e massa								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V_1 ECC189	207			6,3	112				
V_2 ECF86		— 2*		6,3			110★	205	130
V_3 EF183		— 25*			6,3		217	214	
V_4 EF80	2,8		2,8		6,3		205	210	
V_5 EF80	3		3	6,3			185	210	175
V_7 ECL84		— 45	4	6,3		155	4	3*	203
V_6 ECH81	14	—0,2*			6,3	215	—17*	68	—4*
V_8 EF80	0,2	—0,3*	0,2		6,3		205	32	
V_9 EABC80		—1,95*		6,3				—0,52*	105
V_{10} EL84			6		6,3		195		205
V_{11} EAA91		— 65*	6,3		3		— 68*		
V_{12} ECC82	190	— 45*	0,7			110	4,4*	9	6,3
V_{13} EL500	— 43*			6,3		195			
V_{14} EY83					6,3				
V_{15} DY86									230
V_{17} EC82	— 28*	19			6,3	212	212		115
V_{16} cinescopio	6,3	125*	530	500		125*	175		

* Misurate con voltmetro a valvola ($R \geq$ 10 MΩ)

★ Calcolata mediante misura di corrente.

La produzione Autovox al Salone di Ginevra

All'ultimo Salone di Ginevra, fedele alla sua politica di espansione sui vari mercati esteri, l'Autovox era presente con un rilevante numero di apparecchi che figuravano a bordo dei modelli Fiat 600, 1100, 1500, 1800, 2300 esposti dalla Casa torinese. Le autoradio esposte erano di diverso tipo e in particolare quelle che la stessa Fiat ha omologato per le sue vetture (RA.106, RA.107, Transmobil, RA.112 con sintonia elettronica). Le autoradio Autovox sono state installate anche su vetture fuori serie presentate dalle Carrozzerie Pinin Farina, Vignale, Ghia, Moretti, Frua.

Nuovi sviluppi tecnologici nel campo dei circuiti integrati annunciati dal prof. Noyce in una conferenza a Milano

Su invito dell'Associazione Elettrotecnica Italiana, il Prof. Robert N. Noyce ha tenuto a Milano, il 23 gennaio 1964, una conferenza sulla situazione attuale e le prospettive di sviluppo della tecnologia dei semiconduttori. Il Prof. Noyce è il direttore generale della Fairchild Semiconductor (in questa posizione egli ha contribuito in modo importante allo sviluppo del « processo planare »), vicepresidente della Fairchild Camera and Instruments, e membro del Consiglio di amministrazione della Società Generale Semiconduttori di Agrate, (Milano), un'associata e licenziataria della Fairchild Semiconductor.

La conferenza, alla quale assistevano personalità del mondo scientifico e tecnico milanese, oltre ai dirigenti e agli ingegneri della SGS, è stata suddivisa essenzialmente in due parti. Nella prima, il Prof. Noyce ha descritto le tappe principali dell'evoluzione tecnologica nell'industria dei semiconduttori, che ha visto il rapido superamento del germanio da parte del silicio, grazie ai progressi consentiti dal processo planare, e il sempre crescente sviluppo dei circuiti integrati, ottenuti mediante la diffusione di transistori, resistenze e diodi in uno strato epitassiale di silicio.

Un tipico esempio di circuiti integrati è rappresentato dalla famiglia degli « Elementi Micrologici » prodotti dalla Fairchild; ognuno di essi integra su di un'unica, compatta piastrina di silicio tutti gli elementi necessari a formare un intero circuito logico, e la famiglia completa può adempiere tutte le funzioni della sezione logica di un calcolatore digitale senza richiedere l'impiego di alcun altro componente.

La sicurezza, le alte prestazioni, l'economicità di questi microcircuiti ne fanno, ha affermato il Prof. Noyce, la conquista più avanzata della tecnologia attuale.

Nella seconda parte della conferenza il Prof. Noyce ha affrontato le prospettive di sviluppo futuro nel campo dei circuiti integrati.

Le ricerche basate su fenomeni quali gli effetti criogenici, la superconduttività, e gli effetti tunnell a meccanica quantistica, appaiono tuttora assai lontane da ogni sviluppo pratico. Al contrario, la Fairchild sta realizzando notevoli passi avanti nello studio e nella realizzazione dei « metal oxide-silicon-transistors » (MOST). Si tratta di unità attive, basate sul principio dell'effetto di campo, che fanno uso di una pellicola sottile di alluminio evaporato su giunzioni PN diffuse. Fra le giunzioni è accresciuto un sottile strato isolante di ossido di silicio (tipo planare). Grazie alle semplici strutture ottenibili con le tecniche MOST, è possibile produrre circuiti integrati ancor più semplici che in precedenza. Queste strutture, ha concluso il Prof. Noyce, promettono di costituire la base per i futuri sviluppi dei circuiti integrati.

La conferenza è stata seguita da una discussione vivace ed approfondita.

Nel corso della sua permanenza a Milano, il Prof. Noyce ha visitato gli impianti e i laboratori della SGS e della Olivetti, un'altra associata della Società Generale Semiconduttori. *(s.g.s.)*

Grande sviluppo della televisione a colori

Il Presidente della RCA, R. W. Saxon, parlando recentemente al Circolo dei direttori di vendite di Chicago, ha dichiarato che, entro il 1965, le vendite al dettaglio di televisori con ricezione a colori raggiungeranno e supereranno il valore globale di un miliardo di dollari previsto per i televisori normali. Nel 1963, esse hanno segnato il valore di 450 milioni di dollari, e per il 1964 si prevede che saliranno a 750 milioni. « Sebbene il numero degli apparecchi per la televisione a colori attualmente in uso negli Stati Uniti sia notevolmente inferiore a quello dei televisori normali — ha detto Saxon — il previsto ritmo di espansione del nuovo tipo di apparecchi è tale per cui ogni anno il divario si ridurrà sensibilmente. Attualmente viene venduto negli Stati Uniti un apparecchio per ricezione a colori su ogni 9 televisori normali, ma entro l'anno in corso questo rapporto si ridurrà a 1 su cinque. *(n.s.)*

dott. ing. Antonio Nicolich

Due amplificatori per stereofonia impieganti il triodo - pentodo ECL86 Mullard*

In questo articolo sono dettagliatamente descritti due amplificatori impieganti il triodo-pentodo Mullard ECL86. Il primo è un amplificatore da 10 W, avente una riproduzione di alta qualità; il secondo è un amplificatore economico da 3 W, capace di fornire prestazioni di caratteristiche razionalmente buone.

1. - ECL86

Il triodo-pentodo ECL86 MULLARD è stato studiato principalmente per applicazioni audio ed è particolarmente adatto all'uso in amplificatori stereofonici. La sensibilità di questo tubo elettronico è tale che, in un tipico amplificatore monostadio, una tensione di segnale di 50 mV applicata alla griglia della sezione triodica fornisce la massima potenza di uscita dalla sezione pentodica. Quindi il segnale di uscita dalle capsule dei fonorivelatori a cristallo o ceramiche stereofoniche di bassa sensibilità (circa 70 mV) è sufficientemente grande per produrre la massima potenza di uscita dal tubo elettronico ed acconsente anche l'uso di un buon tasso di controreazione. L'alto guadagno totale del tubo è dovuto parzialmente all'alto fattore di amplificazione della sezione triodo e parzialmente all'alto valore della conduttanza mutua della sezione pentodo.

La sezione pentodo.

La dissipazione anodica nominale della sezione pentodo dell'ECL86 è 9 W. Con questo dato si può ottenere una potenza di uscita utile di 3 W. La conduttanza mutua di questa sezione, con la corrente anodica di 36 mA, è 10 mA/V. Questa pendenza di alto valore è stata ottenuta mediante una piccola spaziatura fra catodo e griglia controllo. La curvatura ad un estremo della caratteristica I_a/V_{g1}, che può verificarsi in seguito all'adozione di una piccola distanza fra catodo e griglia controllo, viene minimizzata nell'ECL86 impiegando una griglia a filo avente un passo più piccolo possibile in pratica.

La sezione triodo.

La sezione triodo dell'ECL86 ha un fattore di amplificazione di 100, che permette di ottenere nei circuiti pratici guadagni di tensione fino a 70 volte

La struttura del triodo è molto più breve di quella del pentodo ed è supportata da una mensola di mica. Questa costruzione conduce ad una sezione triodica molto robusta con buone caratteristiche relative alla microfonicità. Non si richiedono speciali precauzioni contro la microfonicità dato che la sensibilità del circuito è tale che un'uscita di 50 mV richiede una tensione di entrata minore di 5 mV.

Nel progetto dell'ECL86 è stata presa speciale cura per mantenere la rumorosità ad un minimo. È stato introdotto uno schermo a forma di U sotto la mica per schermare il conduttore di griglia del triodo; si è così ottenuta la tensione di rumore di 4 μV riferita alla griglia triodica.

1.2. - Applicazioni.

Si possono progettare con l'ECL86 molti amplificatori stereofonici economici; in questo articolo si descrivono due nuovi circuiti.

In uno si ottiene una riproduzione di alta qualità con 2-ECL86 ed 1-EF86 in ciascun canale, più un raddrizzatore GZ34 comune ai due canali. L'uscita di ciascun canale è 10 W. Un canale di questo circuito può naturalmente essere usato per la riproduzione monofonica, le caratteristiche sono confrontabili con quelle dell'amplificatore 10 W di alta qualità MULLARD (il ben noto Mullard « cinque-dieci » descritto nel bollettino « Mullard Circuits for Audio Amplifiers » 2ª edizione, pag. 39 ÷ 52, agosto 1960).

Nell'altro circuito si usa un solo tubo ECL86 in ciascun canale, più un raddrizzatore EZ81 comune ad entrambi i canali; si ottengono 3 W di uscita per canale con una riproduzione ragionevolmente buona.

(*) Per cortesia della Società ASTOR ELETTRONICA rappresentante in Italia della MULLARD OVERSEAS LTD. di Londra.

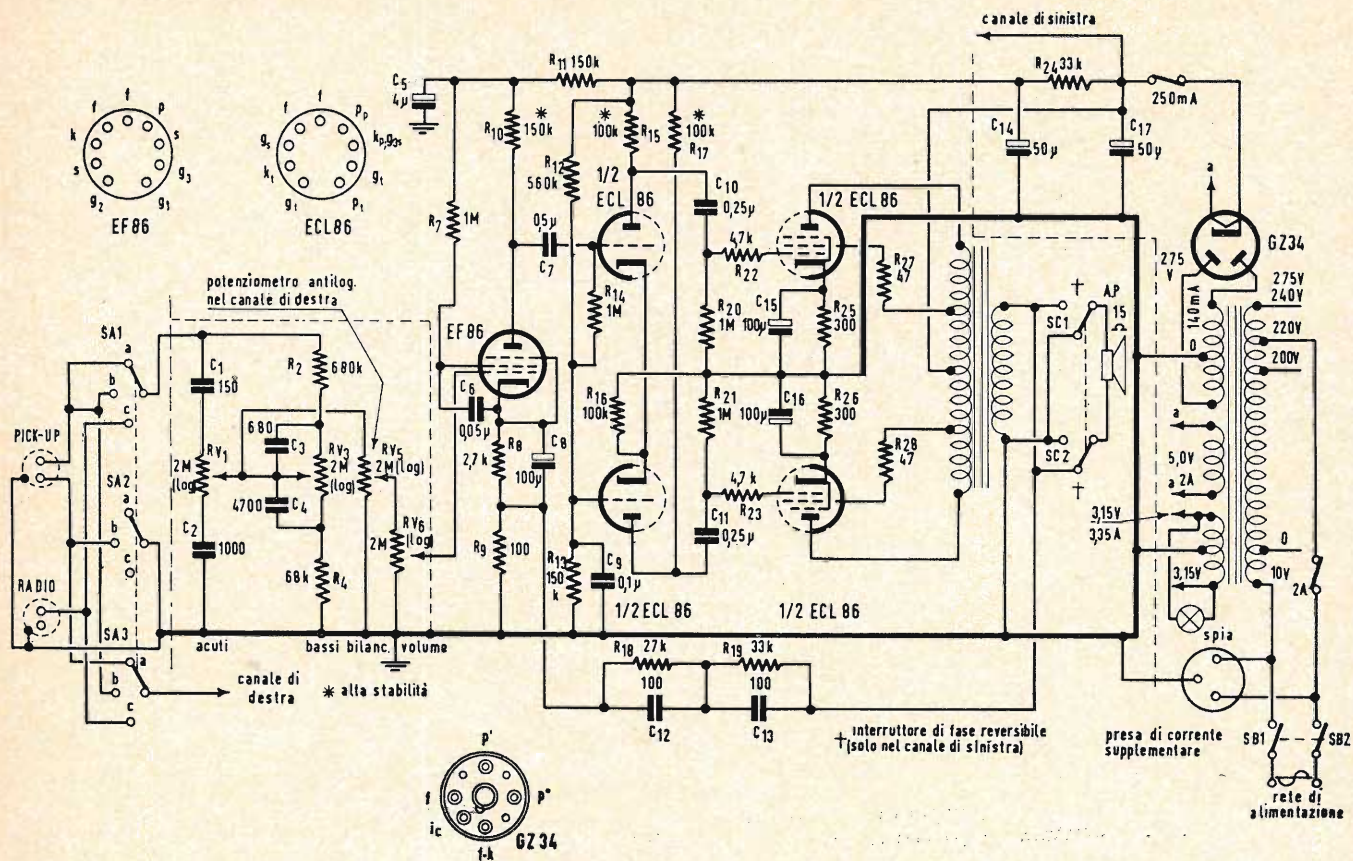



Fig. 1 - Schema circuitale dell'amplificatore 10 W. Le resistenze e le capacità per il canale sinistro sono numerate 1, 2, 3, ecc.; i componenti corrispondenti per il canale destro sono mumerati 101, 102, 103, ecc. Le caratteristiche dei componenti sono riportate nella Tabella 3.

2. - AMPLIFICATORE STEREOFONICO 10 W DI ALTA QUALITÀ

La prestazione dell'amplificatore 10 W descritto in questa parte dell'articolo è eccezionalmente buona e l'amplificatore può, a ragione, essere posto nella categoria « alta qualità ». L'impiego dei tubi ECL86 assicura che il costo è considerevolmente minore di quello degli amplificatori di simili caratteristiche correntemente reperibili.

In esso vi sono circuiti di controllo di tono passivi pienamente efficaci. La sensibilità dell'amplificatore è sufficiente per l'uso con capsule fonografiche a cristallo o ceramiche, ma può essere necessario un preamplificatore quando si usano capsule magnetiche.

2.1. - Descrizione del circuito.

Il progetto del circuito mostrato in fig. 1 è molto simile a quello del ben noto amplificatore monofonico Mullard « cinque-dieci ». In fig. 1 sono mostrati solo un canale e l'alimentatore comune; l'altro canale è identico, salvo per il commutatore SC invertitore di fase dell'altoparlante. L'amplificatore completo impiega due EF86 e quattro ECL86, più un opportuno raddrizzatore GZ34.

Commutatore selettore di entrata.

Gli stadi di ingresso di entrambi i canali sono connessi ad un commutatore a tre posizioni e tre vie selettore di entrate SA, che permette di funzionare in stereo usando un fonorivelatore a cristallo o ceramico, e in monofonia coi due canali, usando un fonorivelatore monofonico o un sintonizzatore MF.

Stadio di entrata.

Lo stadio di ingresso usa un EF86. Il guadagno di tensione dello stadio è approssimativamente 120 volte. Lo stadio è capacitivamente accoppiato all'invertitore di fase.

Invertitore di fase.

L'invertitore di fase impiega le sezioni triodiche di due ECL86 in una coppia « a coda lunga ». La polarizzazione fissa per le griglie è fornita da un partitore di tensione derivato sull'alimentatore. Il guadagno di tensione è circa 24 volte per ogni metà.

Stadio di uscita.

Lo stadio di uscita in controfase impiega le sezioni pentodiche di due ECL-86 funzionanti in classe AB con carico distribuito (prese al 20%). Col carico

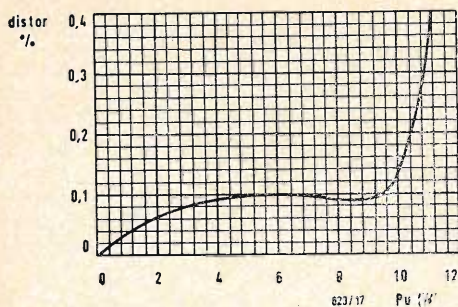



Fig. 4 - Distorsione armonica totale in funzione della potenza per l'amplificatore 10 W.

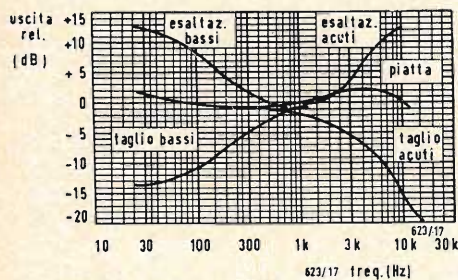



Fig. 5 - Caratteristiche dei controlli dei toni dell'amplificatore 10 W.

placca-placca di 9 kΩ e la tensione anodo-catodo di 300 V, la distorsione senza reazione è minore del 2% per uscite fino a 10 W.

Il trasformatore di uscita deve essere della costruzione normalmente usata negli amplificatori di alta qualità. In particolare deve essere esente da qualsiasi risonanza pronunciata fino a circa 50 kHz. Il rapporto spire deve essere tale che il carico anodo-catodo sia 9 kΩ tenuto conto della resistenza degli avvolgimenti. Il trasformatore usato nel prototipo ha le seguenti caratteristiche: induttanza primaria totale: 100 H; resistenza di metà primario 265 Ω; induttanza di dispersione (dell'intero primario col secondario in corto circuito) 21 mH; resistenza del secondario ai terminali 15Ω: 0,9 Ω.

Reazione negativa.

Una reazione negativa totale di circa 20 dB è applicata dal secondario del trasformatore di uscita al circuito di catodo dello stadio di entrata. La costante di tempo degli accoppiamenti, notevolmente maggiori della costante di tempo del trasformatore di uscita, assicurano la stabilità alle basse frequenze. Un circuito di « anticipo di fase » nella rete di reazione fornisce buona stabilità alle frequenze alte.

Il progetto dell'amplificatore fa sì che si abbiano effettivamente oltre 17 dB di reazione negativa nel campo di frequenze da 30 Hz a 30 kHz.

Circuiti di controllo dei toni.

Vi sono circuiti passivi di controllo di tono, che assicurano l'esaltazione e la attenuazione sia dei bassi, sia degli acuti. L'impedenza di entrata dei circuiti di controllo di tono è di circa 0,5 MΩ.

Controllo di bilanciamento.

Il controllo di bilanciamento consiste in due potenziometri accoppiati, uno di essi obbedisce ad una legge logaritmica e l'altro ad una legge antilogaritmica.

Alimentatore.

La potenza di alimentazione richiesta per entrambi i canali dell'amplificatore è:

Filamenti (4ECL86; 2 EF86) 6,3 V; 3,2 A; A.T. 320 V senza segnale: 138 mA; 315 V a 10 W per canale con segnale sinoidale: 160 mA.

2.2. - Caratteristiche.

Sensibilità.

La sensibilità dell'amplificatore base per la potenza di uscita di 10 W è 2,3 mA senza reazione e 23 mV con reazione. La sensibilità dell'amplificatore completo, inclusi i controlli di tono, è 210 mV.

Risposta in frequenza e sfasamento.

La fig. 2 mostra la risposta in frequenza e la caratteristica di spostamento di fase dell'amplificatore base (senza i controlli di tono). La risposta è piatta entro 3 dB da 3 kHz a 60 kHz a 50 mW. La risposta in potenza (10 W) è pure mostrata in fig. 2. La risposta è piatta entro 3 dB da 12 Hz a 35 kHz.

Le caratteristiche del quadagno del circuito e dello sfasamento sono date in fig. 3.

Distorsione armonica.

La distorsione armonica totale, misurata con un segnale di ingresso a 1 kHz, è data in fig. 4 in funzione della potenza di uscita. La distorsione armonica totale all'uscita di 10 W è minore dello 0,2%; un valore medio è 0,15%

Fig. 2 - Caratteristiche di risposta in frequenza e di fase dell'amplificatore 10 W (senza i controlli di tono).

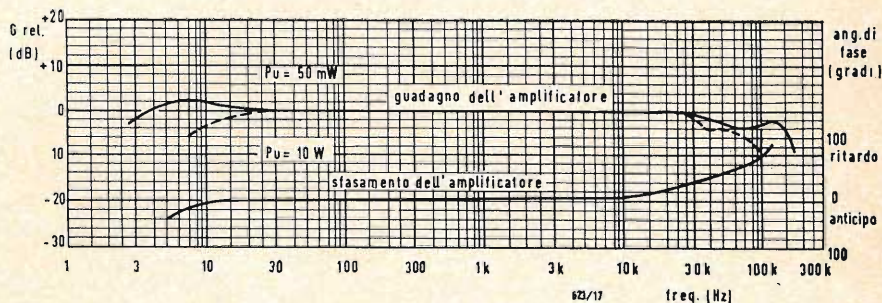



Fig. 3 - Caratteristiche di guadagno e di fase del circuito completo dell'amplificatore 10 W.

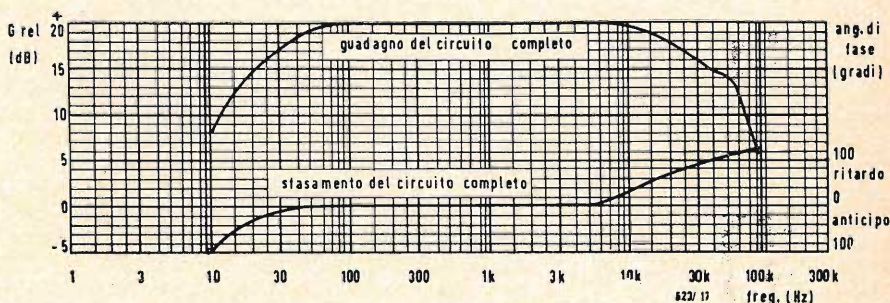
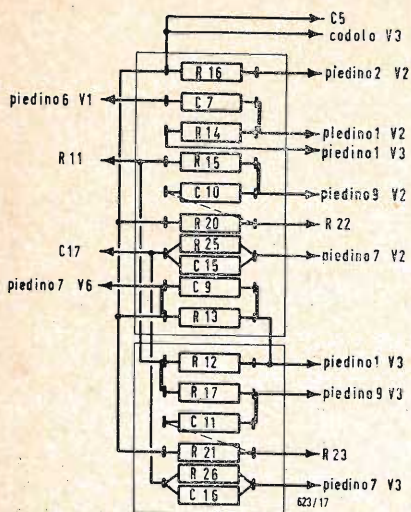



Fig. 6 - Basetta porta componenti n. 1, 2 (canale sinistro).

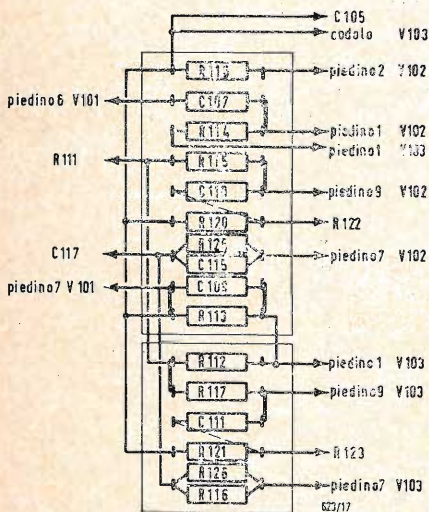



Fig. 7 - Basetta porta componenti n. 101, 102 (canale destro).

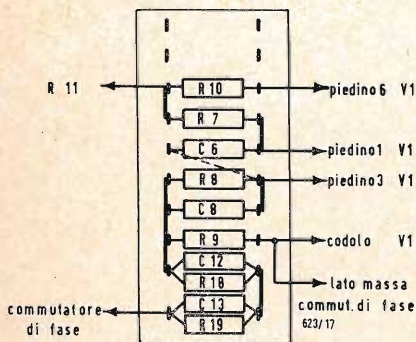



Fig. 8 - Basetta porta componenti n. 3 (canale sinistro).

Impedenza di uscita.
L'impedenza di uscita dell'amplificatore, misurata ai terminali 15 Ω, è 1,4 Ω per l'uscita di 1 W a 1 kHz. Ciò equivale ad un fattore di smorzamento di 10,7.

Caratteristiche dei controlli di tono.
Le caratteristiche di risposta dei circuiti di controllo di tono sono date in fig. 5. Il campo dei controlli, rispetto al livello di risposta a 1 kHz, sono approssimativamente:
Bassi: da + 12 dB a — 12 dB a 30 Hz;
Acuti: da + 12 dB a — 12 dB a 15 kHz.

Ronzio e rumorosità.
Il livello di ronzio e di rumore dell'amplificatore prototipo, misurato coi terminali di entrata in corto circuito, è 75 dB sotto 10 W.

2.3. - Montaggio dell'amplificatore 10 W.

A motivo dell'alto guadagno di tensione dell'ECL86, si è presa grande cura nel dimensionamento dell'amplificatore In particolare si deve prendere ogni precauzione per minimizzare gli accoppiamenti dovuti alla capacità distribuita fra il circuito di griglia della sezione triodo ed il circuito di placca della sezione pentodo dell'ECL86. Gli zoccoli per i tubi ECL86 devono essere caricati con nylon con appendice schermante. Le appendici devono essere connesse al più vicino punto di terra.

Poichè la filatura dell'amplificatore è critica, si è fatto uso di basette a circuiti stampati, ma se si vuol fare una versione coi fili, è necessario attenersi strettamente alle raccomandazioni del disegno di montaggio di fig. 10 e ai disegni delle basette delle figure da 5 a 9. Requisiti di particolare importanza per assicurare la stabilità, un basso livello di ronzio e un minimo di distorsione nella versione coi fili, sono:

la resistenza di catodo R_9 dell'EF86, le resistenze di griglia delle sezioni triodiche dell'ECL86, i condensatori di disaccoppiamento C_5 e C_9 e i conduttori di massa del circuito di reazione devono tutti essere ritornati ad un punto comune nel cablaggio;

le resistenze di catodo R_{25} e R_{26} delle sezioni pentodiche dei tubi ECL86 devono essere ritornate al punto di massa del condensatore di filtro C_{17}. Le prese centrali degli avvolgimenti secondari del trasformatore di alimentazione devono pure far capo a questo punto;

le linee di massa dei due canali devono essere tenute separate e devono essere connesse al telaio in un punto solo, preferibilmente allo zoccolo di entrata comune. Per assicurare gli accoppiamenti capacitivi minimi fra il circuito di griglia del triodo ed il circuito di placca del pentodo, si è posto un piccolo schermo metallico (circa 25 × 18 mm) sopra il contenitore dei tubi elettronici per il primo ECL86 fra i circuiti di entrata e di uscita, e saldato al piedino.

2.4. - Costruzione del telaio dell'amplificatore 10 W.

Si presentano tre versioni dell'amplificatore: due a circuiti stampati e una con filatura normale. L'alimentatore nel caso dei circuiti stampati costituisce un'unità separata. Una versione a circuiti stampati comprende i controlli di tono, di volume e di bilanciamento e quindi è un amplificatore autocontenente. Nell'altra i controlli di tono sono esclusi e allora questa versione è adatta per l'uso con il preamplificatore stereofonico Mullard. L'unica altra differenza esistente fra le due versioni a circuiti stampati sta nelle dimensioni: la versione coi controlli di tono è 2,5 cm più profonda. La versione coi fili comprende i controlli di tono, di volume e di bilanciamento e l'alimentatore è situato sul telaio generale.

Il telaio per la versione a circuiti stampati o quello per la versione coi fili è fatto di pezzi separati di alluminio in foglio; le dimensioni (in cm) di questi pezzi, sono:

Versione a circuiti stampati.
Coi controlli.
(a) telaio principale: 47 × 37; (b) grande schermo: 38 × 5,5; (c) piccolo schermo: 5,5 × 4,9; (d) piastra di copertura: 38 × 25.

Senza controlli.
(a) telaio principale: 42 × 32; (b) pannello frontale: 36 × 7,6; (c) piastra di copertura: 38 × 25.

Alimentatore.
(a) telaio principale: 22 × 18.

Versione cablata.
(a) telaio principale: 47 × 37; (b) piastra di copertura: 36 × 28; (c) grande schermo: 28 × 5,6; (d) piccolo schermo: 5,6 × 4,9.

Ciascun pezzo deve essere segnato come in fig. 11 (versione a circuiti stampati) o in fig. 12 (versione cablata) e i fori devono essere praticati come indicato.

3. - AMPLIFICATORE STEREOFONICO 3 W ECONOMICO

In ciascun canale dell'amplificatore stereofonico 3 W economico descritto in questa seconda parte di questo articolo, si usa solo un tubo ECL86. Il circuito è perciò molto economico, ma fornisce parimenti una qualità di riproduzione ragionevolmente buona.

Vi sono in esso controllo di tono di esaltazione dei bassi e di attenuazione degli acuti. La sensibilità dell'amplificatore è sufficiente per l'uso con fonorivelatori a cristallo, ma occorre un preamplificatore nel caso di rivelatori magnetici.

3.1. - Descrizione del circuito.

Lo schema circuitale dell'amplificatore 3 W è dato in fig. 13. È mostrato solo un canale, perchè l'altro è identico, salvo per il commutatore di inversione

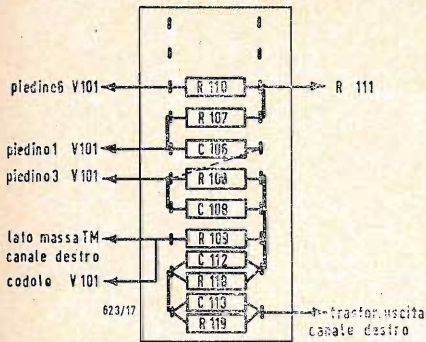



Fig. 9 - Basetta porta componenti n. 103 (canale destro).

della fase. L'amplificatore completo consta di 2-ECL86 e di 1 rettificatore EZ81.

Commutatore selettore di entrate.

Gli stadi di ingresso di entrambi i canali sono connessi al commutatore SA a 3 vie e 3 posizioni selettore di entrate, che predispone per la riproduzione stereofonica usando un fonorivelatore a cristallo o ceramico, o per la riproduzione monofonica a due canali in parallelo, usando un fonorivelatore monofonico a cristallo o ceramico, o un sintonizzatore M.F.

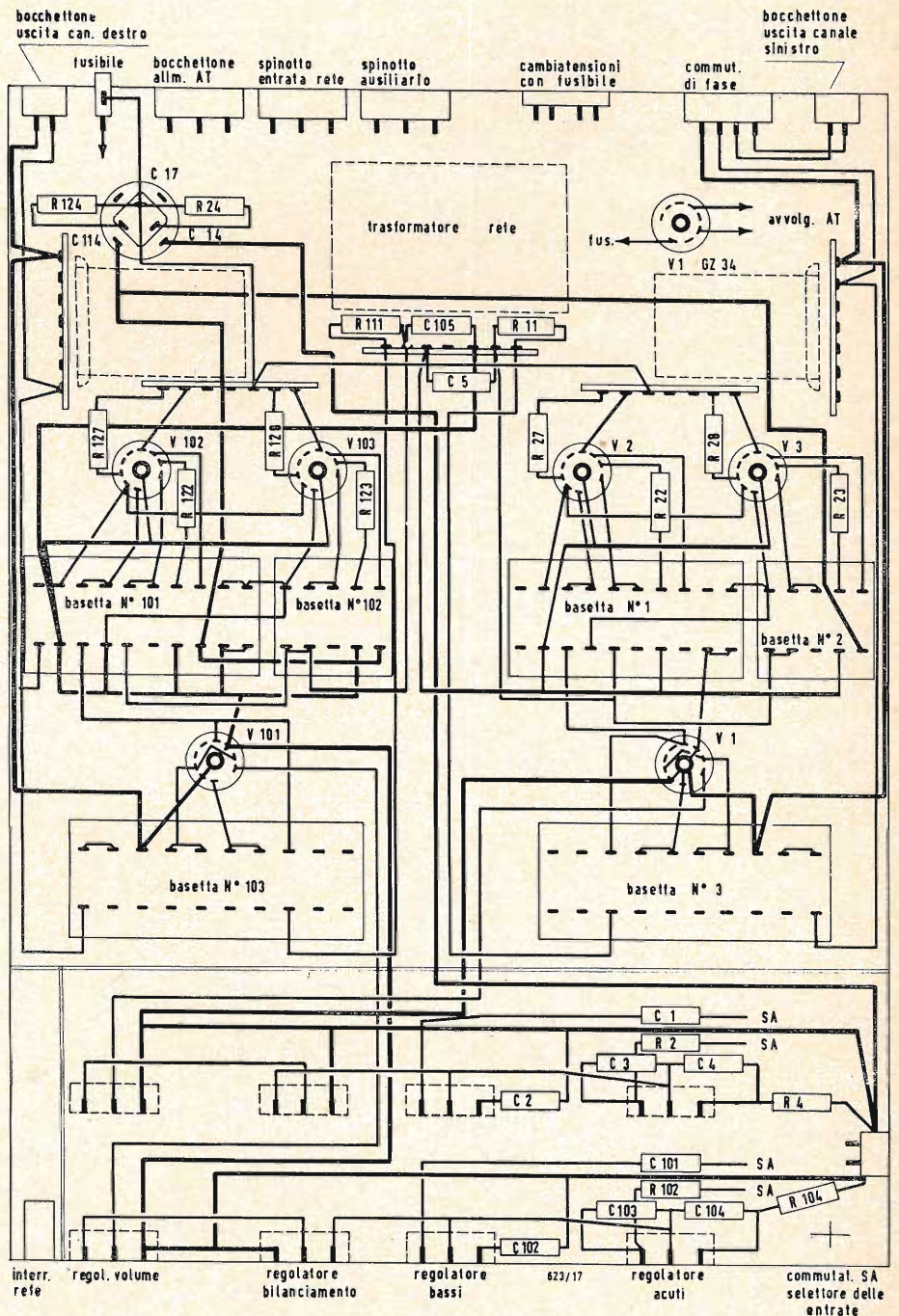
Stadio pilota.

La sezione triodica di un tubo ECL86 è impiegata come primo stadio di un amplificatore a due stadi. Il guadagno di tensione del 1° stadio è approssimativamente 50 volte.

Stadio di uscita.

La sezione pentodica dell'ECL86 viene usata come stadio di uscita in classe A. Le condizioni di lavoro sono:
$V_a = V_{g2} = 250$ V;
$I_{a(o)} = 36$ mA;
$R_a = 7$ kΩ.
Una resistenza di catodo di 170 Ω (per segnali di parlato o musicali, si può

Fig. 10 - Disegno topografico dell'amplificatore 10 W.

Fig. 11 - Particolari del telaio per la versione a circuiti stampati dell'amplificatore 10 W, per apparecchio con e senza controlli (non disegnati in scala) (i fianchi devono essere piegati a 90° lungo le linee tratteggiate, se non diversamente specificato).

adottare il valore normalizzato di 180 Ω) provvede la richiesta polarizzazione di 7 V o leggermente superiore. La tensione della linea A.T. deve essere scelta in modo che, tenuto conto della caduta di tensione ai capi dell'avvolgimento primario del trasformatore di uscita, la tensione fra anodo e catodo sia 250 V. Col trasformatore usato nell'amplificatore prototipo, è necessaria la tensione di linea di 270 V.

Il trasformatore usato nell'amplificatore prototipo ha le seguenti caratteristiche:

Induttanza primaria 10 H.

Resistenza primaria 350 Ω.

La caratteristica di risposta in frequenza mostrata in fig. 14 può essere ottenuta se il trasformatore di uscita è esente da risonanze fino a 50 kHz. Se così non fosse, potrebbe essere necessario tagliare la risposta agli acuti per assicurare la stabilità alle alte frequenze.

Reazione negativa.

L'entità della reazione negativa presa dall'avvolgimento secondario del trasformatore di uscita e riportata al catodo dello stadio pilota è 18 dB. L'amplificatore prototipo è stabile con un tasso di controreazione molto maggiore, ma 18 dB è all'incirca il massimo che può essere applicato se la sensibiità deve essere sufficiente per l'uso con fonorivelatori a cristallo.

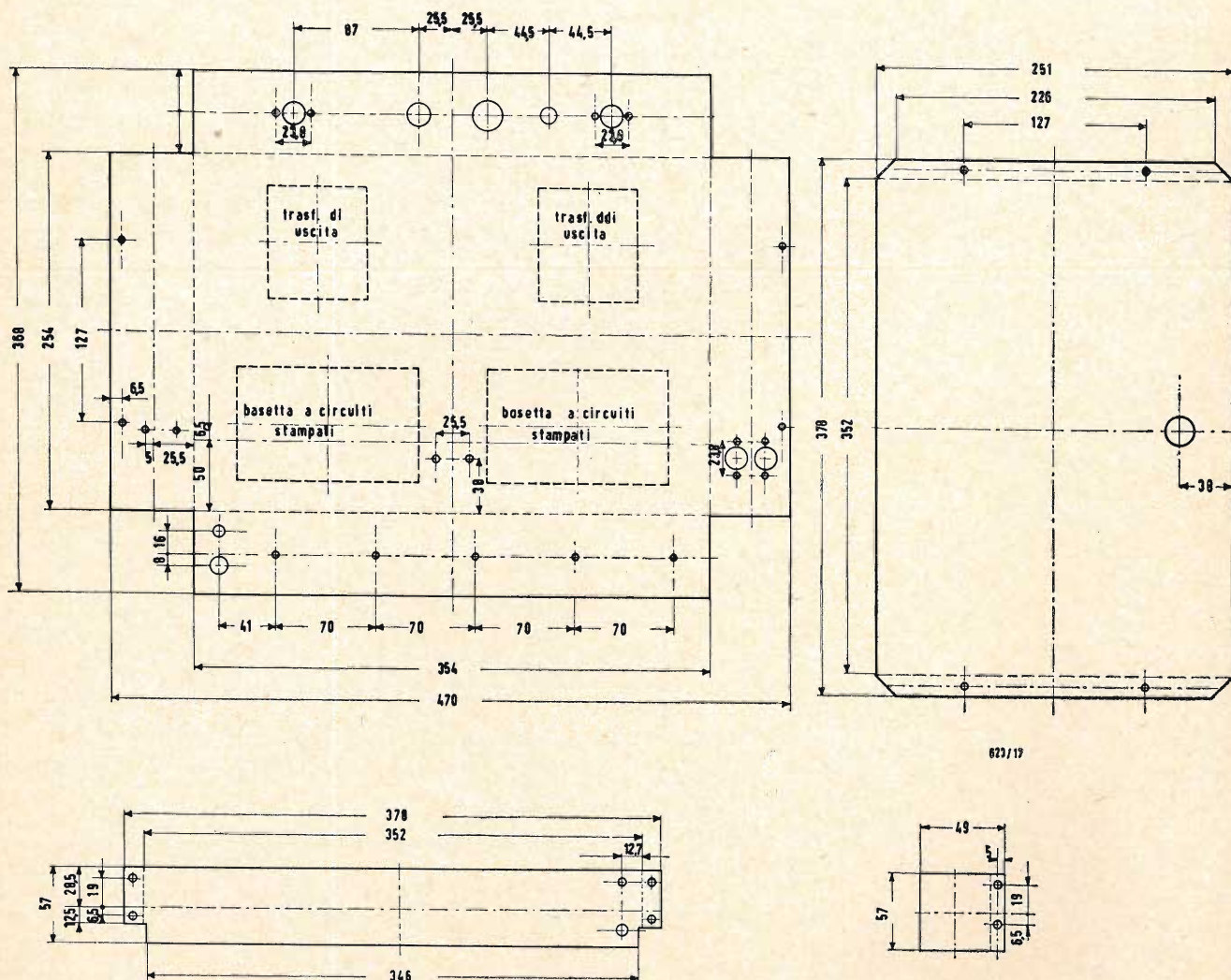
Circuiti di controllo di tono.

La combinazione in parallelo della capacità 0,25 μF e della resistenza variabile di 10 kΩ nel circuito di reazione provvede un'esaltazione dei bassi variabile con continuità. Una rete passiva R, C nel circuito di entrata fornisce un taglio degli acuti variabile con continuità.

Controllo di bilanciamento.

Il controllo di bilanciamento consiste in due potenziometri accoppiati, uno dei quali obbedisce ad una legge logaritmica e l'altro ad una legge antilogaritmica.

Alimentatore.

Il consumo totale di corrente ad A.T. dell'amplificatore è di circa 85 mA, un

EZ81 è un conveniente raddrizzatore per questa esigenza.

3.2. - Caratteristiche.

Sensibilità.

La sensibilità dell'amplificatore per la uscita 3 W è 50 mV senza reazione, e 400 mV con reazione.

Risposta in frequenza e sfasamento.

La figura 14 mostra la risposta in frequenza (per l'uscita di 50 mW) e la risposta in potenza (per l'uscita di 3 W) per l'amplificatore da 3 W alimentato da un generatore di bassa impedenza. Lo sfasamento dell'amplificatore è indicato in fig. 15. La risposta in frequenza è piatta entro 3 dB da 15 Hz a oltre 40 kHz.

In causa dell'alto valore della capacità di entrata del triodo, la risposta alle alte frequenze è alquanto dipendente dalla posizione del controllo di volume (effetto Miller). La perdita massima della risposta a 10 kHz è 5 dB, il che non è sufficientemente grande da risultare dannoso.

Distorsione armonica.

La distorsione armonica totale è rappresentata in funzione della potenza di uscita in fig. 15. La distorsione alla potenza di uscita di 3 W è il 3%. La potenza di uscita disponibile col 10% di distorsione armonica è 3,2 W.

Impedenza di uscita.

L'impedenza di uscita dell'amplificatore misurata ai terminali 15 Ω è 1,5 Ω, equivalenti al fattore di smorzamento di 10.

Caratteristiche dei controlli di tono.

Le caratteristiche di risposta dei circuiti di controllo di tono sono date in fig. 16. La massima esaltazione dei bassi disponibile a 70 Hz è + 12 dB relativamente alla risposta a 1 kHz e il taglio massimo degli acuti a 10 kHz è — 13dB.

Ronzio e rumorosità.

Il livello di ronzio e di disturbo nell'amplificatore prototipo misurato con una entrata in circuito aperto e coi controlli di tono disposti per la risposta piatta, è migliore di 65 dB sotto 3 W.

Fig. 12 - Particolari del telaio per la versione cablata dell'amplificatore 10 W (non disegnati in scala). (I fianchi devono essere piegati a 90° secondo le linee tratteggiate).

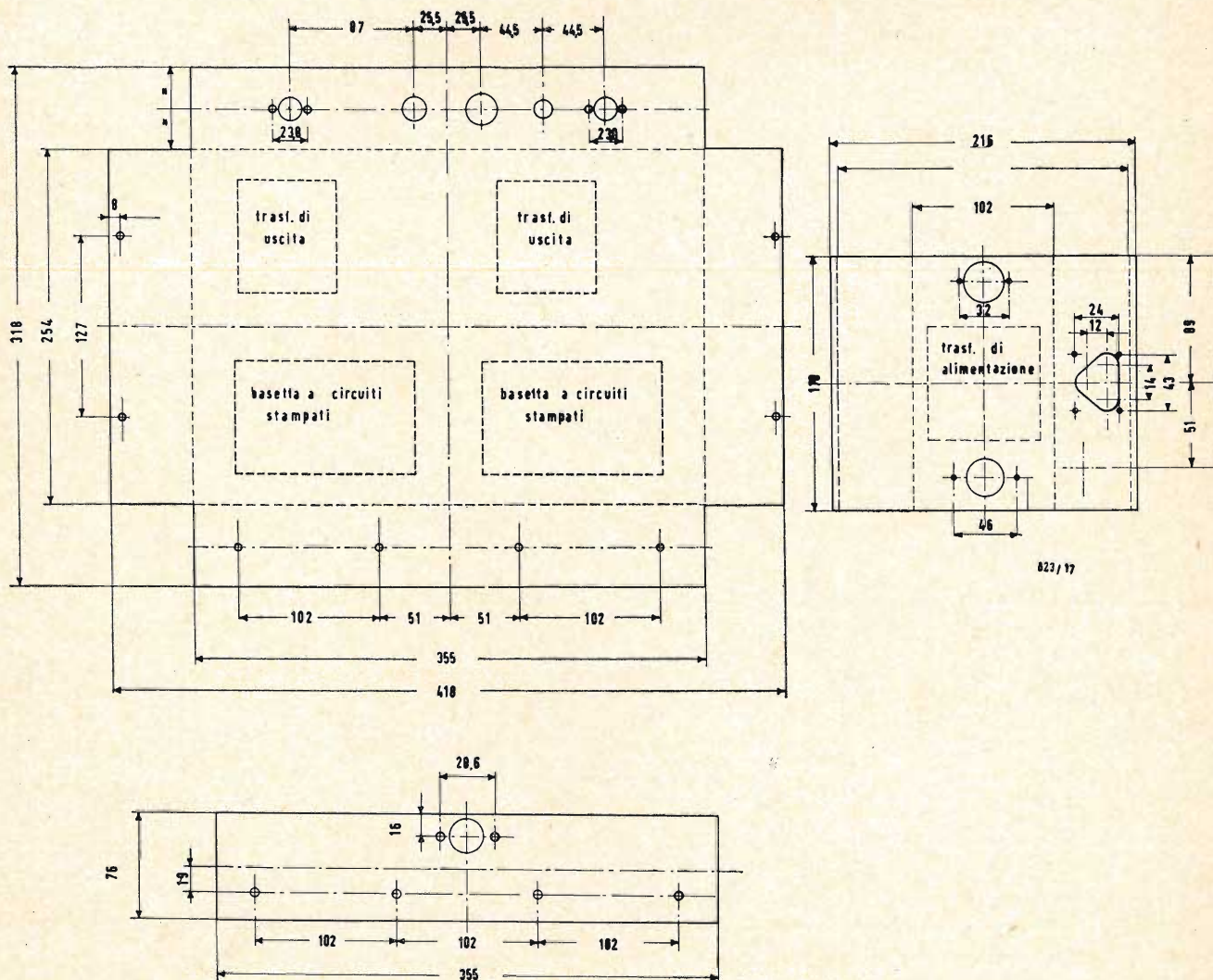
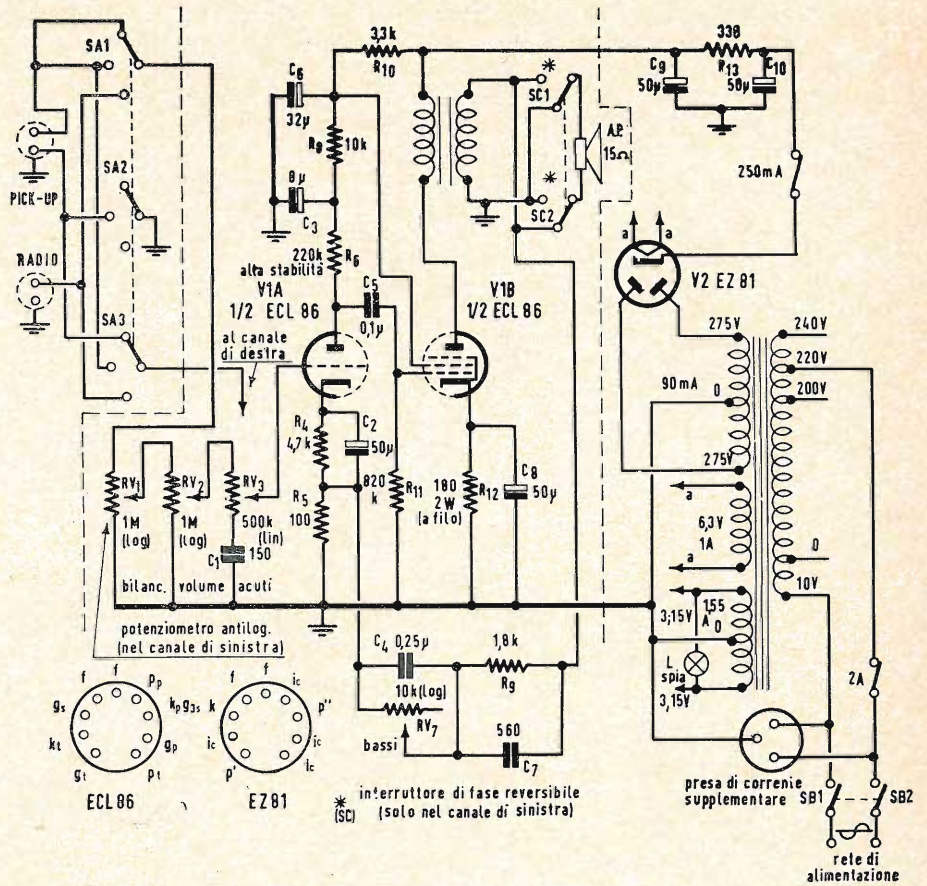



Fig. 13 - Schema circuitale dell'amplificatore 3W. Le resistenze e le capacità del canale sinistro sono numerate 1, 2, 3 ecc.; i corrispondenti componenti del canale destro sono numerati 101, 102, 103 ecc. Le caratteristiche dei componenti sono riportate in Tabella 4.

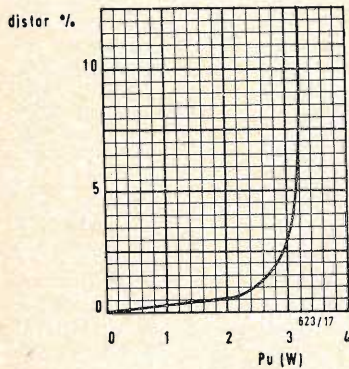



Fig. 15 - Distorsione totale in funzione della potenza per l'amplificatore 3 W.

3.3. - Montaggio dell'amplificatore 3 W.

Poichè la filatura dell'amplificatore 3 W è critica, si è fatto uso di basette a circuiti stampati, in questo articolo si discute solo la versione a circuiti stampati.

In causa dell'alto guadagno di tensione dell'ECL86, si è presa molta cura nel proporzionamento dell'amplificatore. In particolare si sono prese molte precauzioni per minimizzare gli accoppiamenti dovuti alla capacità parassite fra il circuito di griglia della sezione triodo ed il circuito anodico della sezione pentodo dell'ECL86. Lo zoccolo del tubo ECL86 deve essere caricato con nylon e provvisto di appendice schermante.

3.4. - Costruzione del telaio dell'amplificatore 3 W.

Il telaio dell'amplificatore 3 W è fatto in fogli di alluminio. Le dimensioni in cm. dei vari pezzi sono:
(a) telaio principale: 42 × 32; (b) piastra di copertura: 33 × 20; (c) grande schermo: 33 × 5,6; (d) piccolo schermo: 5,6 × 4,9.

Ciascun pezzo deve essere tracciato come mostrato in fig. 17; i fori devono essere praticati come ivi indicato.

Condizioni di c.c. per ciascun canale dell'amplificatore 3 *W*.

Fig. 14 - Caratteristiche di risposta in frequenza e di fase dell'amplificatore 3 W.

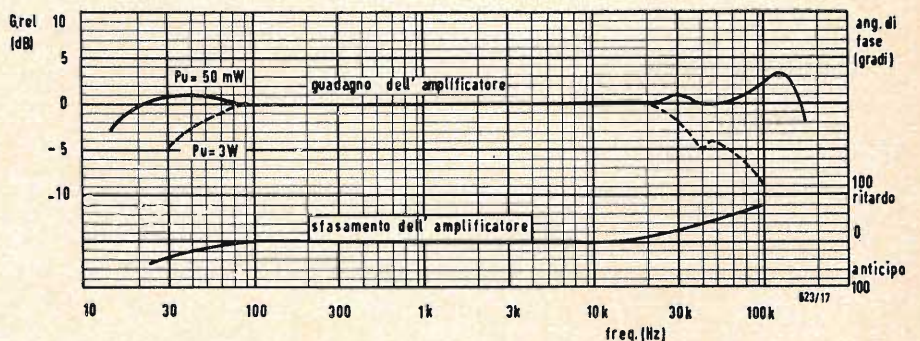
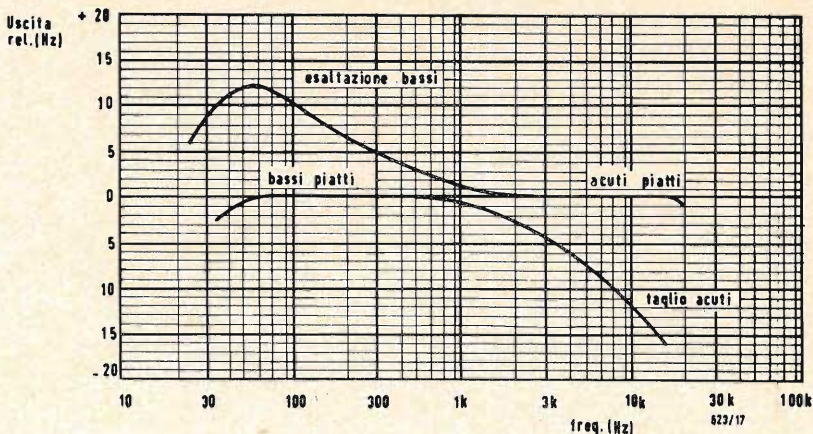



Fig. 16 - Caratteristiche dei controlli di tono dell'amplificatore 3 W.

N.B. – Avvertiamo coloro che intendessero costruirsi gli amplificatori in oggetto, che le quote riportate per i telai nelle fig. 11, 12 e 17, sono relative ai componenti usati dalla MULLARD nei suoi prototipi; quindi alcune quote di forature e di interassi ecc. possono variare a seconda dei componenti (trasformatori, cambia tensioni, bocchettoni, basette ecc.) reperibili localmente. Consigliamo quindi, prima di procedere alla foratura del telaio e degli schermi, di procurarsi tutti i componenti, dai quali si potranno rilevare le quote effettive di foratura del telaio.

Avvertiamo infine che la MULLARD *non* fabbrica in serie questi amplificatori, non acconsente l'uso del marchio « Mullard » su amplificatori costruiti da terzi avvalendosi dei dati forniti in questo articolo.

Tabella 1. - Condizioni c. c. in ciascun canale dell'amplificatore 10 W.

Punto di misura	tensione [V]	Portata c.c. dello strumento analizzatore [V]
C_{17} (comune a entrambi i canali)	320	1.000
C_{14}	270	1.000
C_5	180	1.000
ECL86		
Anodi pentodi	310	1.000
Griglie schermo	312	1.000
Catodo pentodi	10	100
Anodo triodo	240	1.000
Catodo triodo	60	100
Griglia triodo	52	100
EF86		
Anodo	95	1.000
Griglia schermo	70	1.000
Catodo	1,8	25

Tabella 2. - Condizioni c. c. in ciascun canale dell'amplificatore 3 W.

Punto di misura	Tensione [V]	Portata in c.c. dello strumento analizzatore [V]
C_9 (comune a entrambi i canali)	320-270	1.000
ECL86		
Anodo pentodo	257	1.000
Griglia schermo	240	1.000
Catodo pentodo	7	100
Anodo triodo	160	1.000
Catodo triodo	1,6	100

Tabella 3. - Valori dei componenti elettrici dell'amplificatore 10 W (fig. 1).

Condensatori.

Riferimento	Valore	Descrizione	Tensione di lavoro [V]
C_1 C_{101}	150 pF	+	
C_2 C_{102}	1 nF	+	
C_3 C_{103}	680 pF	+	
C_4 C_{104}	4,7 nF	+	
C_5 C_{105}	4 µF	elettrolitico	350
C_6 C_{106}	0,05 µF	a carta	350
C_7 C_{107}	0,5 µF	a carta	350
C_8 C_{108}	100 µF	elettrolitico	6
C_9 C_{109}	0,1 µF	a carta	150
C_{10} C_{110}	0,25 µF	a carta	350
C_{11} C_{111}	0,25 µF	a carta	350
C_{12} C_{112}	100 pF	+	
C_{13} C_{113}	100 pF	+	
C_{14} C_{114}	*	elettrolitico	350
C_{15} C_{115}	100 µF	elettrolitico	25
C_{16}	100 µF	elettrolitico	25
C_{17}	*	elettrolitico	350

(+) condensatore a mica argentata o ceramico, ± 5 %.

(*) per versione a circuiti stampati:

C_{14} C_{114}: 32 µF elettrolitico tubolare.
C_{17} 30 µF elettrolitico singolo.
per versione cablata:
C_{14}, C_{114}, C_{117}: 3 × 50 µF elettrolitico triplo.

Resistori.

Riferimento	Valore	Tolleranza (± %) o tipo	Potenza [W]
RV_1 RV_{101}	2 × 2 MΩ	Potenziom. logaritm.	—
R_2 R_{102}	680 kΩ	5	1/4
RV_3 RV_{103}	2 × 2 MΩ	Potenziom. logaritm.	—
R_4 R_{104}	68 kΩ	5	1/4
RV_5	2 MΩ	Potenziom. logaritm.	—
RV_{105}	2 MΩ	Potenziom. antilogar.	—
RV_6 RV_{106}	2 × 2 MΩ	Potenziom. logaritm.	—
R_7 R_{107}	1 MΩ	5	1/4
R_8 R_{108}	2,7 kΩ	5	1/4
R_9 R_{109}	100 Ω	5	1/4
R_{10}* R_{110}*	150 kΩ	5	1/4
R_{11} R_{111}	150 kΩ	10	1/4
R_{12} R_{112}	560 kΩ	5	1/4
R_{13} R_{113}	150 kΩ	5	1/4
R_{14} R_{114}	1 MΩ	10	1/4
R_{15}* R_{115}*	100 kΩ	5	1/4
R_{16} R_{116}	100 kΩ	5	1/4
R_{17}* R_{117}*	100 kΩ	5	1/4
R_{18} R_{118}	27 kΩ	5	1/4
R_{19} R_{119}	33 kΩ	5	1/4
R_{20} R_{120}	1 MΩ	10	1/4
R_{21} R_{121}	1 MΩ	10	1/4
R_{22} R_{122}	4,7 kΩ	20	1/4
R_{23} R_{123}	4,7 kΩ	20	1/4
R_{25}** R_{125}**	300 Ω	5	1/2
R_{26}** R_{126}**	300 Ω	5	1/2
R_{27} R_{127}	47 Ω	20	1/2
R_{28} R_{128}	57 Ω	20	1/4

(*) alta stabilità; (**) a filo.

Tubi elettronici MULLARD: 2-EF86; 4-ECL86; 1-GZ34.
Zoccoli per i tubi elettronici:
Versione a circuiti stampati: B9A (noval) nylon con appendice schermante (6 per EF86 ed ECL86) McMurdo X9A89/C; I.O. (octal internazionale) per GZ34, McMurdo B8/U.
Versione cablata: B9A (noval) nylon con appendice schermante (6 per EF86 ed ECL86) McMurdo XM9/UC.1. I.O. (octal internazionale) per GZ34, McMurdo B8/U.
Trasformatori di uscita: Impedenza del primario 9 kΩ, con prese al 20 % per carichi distribuiti. Induttanza del primario ≧ 90 H. (se l'induttanza è > 120 H, si peggiora la stabilità alle b.f.). Induttanza di fuga (prim. a second.) ≦ 21 mH. Resistenza di metà primario ≦ 265 Ω. Frequenza di risonanza ≧ 50 kHz.
Trasformatore di alimentazione: Primario: 10 - 0 - 200 - 220 - 240 V; Secondario: A.T. 275 - 0 - 275 V; 140 mA; B.T. 3,15 - 0 - 3,15 V; 3,35 A (per EF86, ECL86 e lampadina spia); 0 - 5 V; 2 A (per GZ34).
Basetta dei circuiti stampati Technograph.

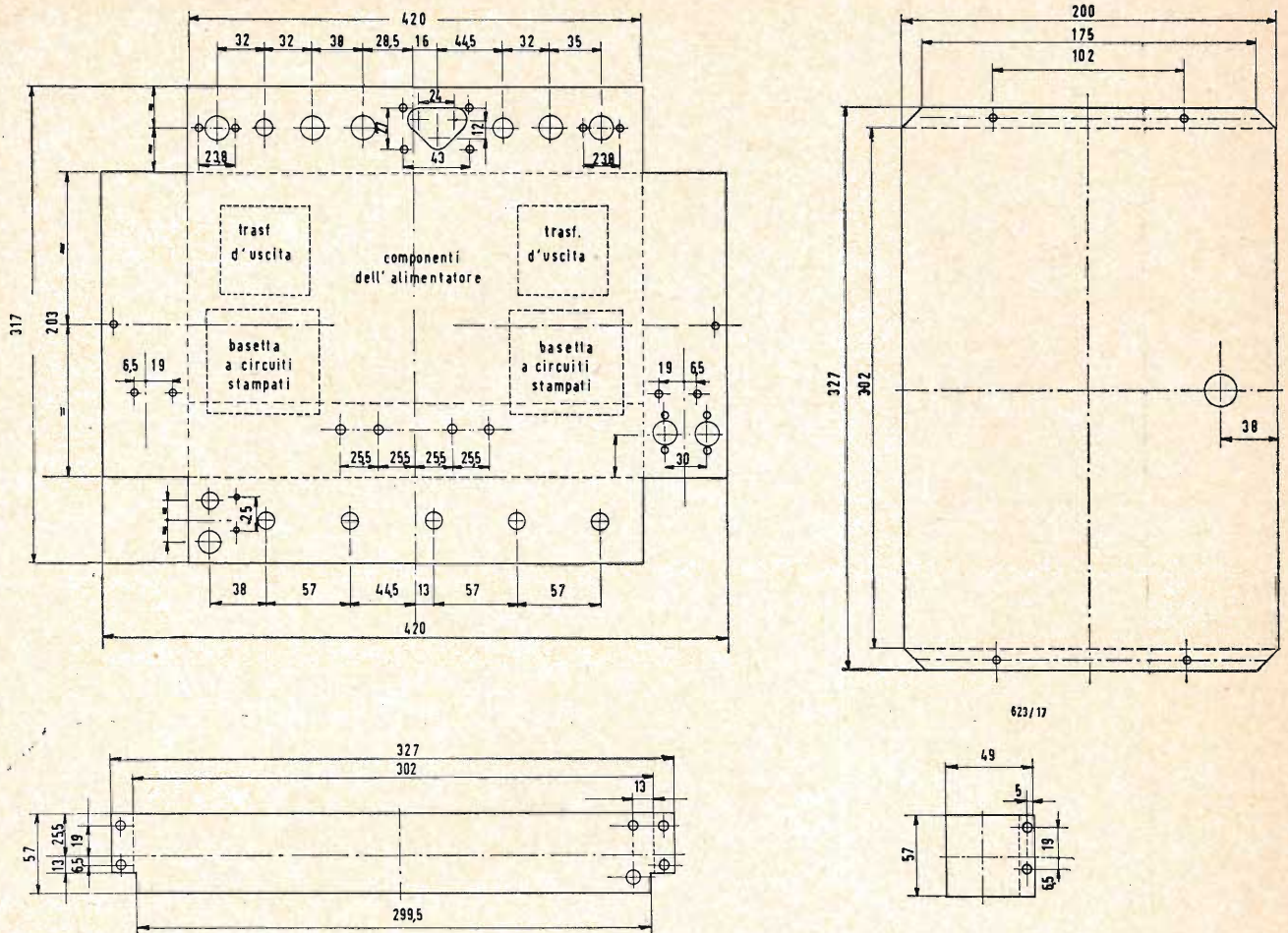



Fig. 17 - Particolari del telaio per l'amplificatore 3 W (non disegnato in scala). (I fianchi devono essere piegati a 90° secondo le linee tratteggiate).

Tabella 4. - Valori dei componenti elettrici dell'amplificatore 3 W (fig. 13).

Condensatori.

Riferimento		Valore	Descrizione	Tensione [V]
C_1	C_{101}	150 pF ± 10 %	+	—
C_2	C_{102}	50 μF	elettrolitico	6
C_3	C_{103}	8 μF	elettrolitico	350
C_4	C_{104}	0,25 μF	a carta	350
C_5	C_{105}	0,1 μF	a carta	350
C_6	C_{106}	32 μF	elettrolitico	35
C_7	C_{107}	560 pF ± 5 %	+	—
C_8	C_{108}	50 μF	elettrolitico	25
C_9	C_{109}	50 μF	elettrolitico	350
C_{10}	C_{110}	50 μF	elettrolitico	350

(+) a mica argentata, poliestere o ceramico.

Resistori.

Riferimento		Valore	Tolleranza (± %) o tipo	Potenza [W]
RV_1		1 MΩ	Potenziom. logaritm.	—
RV_{100}		1 MΩ	Potenziom. antilogaritm.	—
RV_2	RV_{102}	2 × 1 MΩ	Potenziom. logaritm.	—
RV_3	RV_{103}	2 × 0,5 MΩ	Potenziom. lineare	—

Segue Tabella 4.

R_4	R_{104}	4,7 kΩ	5	1/4
R_5	R_{105}	100 Ω	5	1/4
R_6*	R_{106}	220 kΩ	5	1/4
RV_7	RV_{107}	2 × 10 kΩ	Potenziom. logaritm.	—
R_8	R_{108}	10 kΩ	10	1/4
R_9	R_{109}	1,8 kΩ	5	1/4
R_{10}	R_{110}	3,3 kΩ	10	1/4
R_{11}	R_{111}	820 kΩ	10	1/4
R_{12}**	R_{112}**	180 kΩ	5	2
R_{13}	R_{113}	330 Ω	10	2

(*) alta stabilità; (**) a filo.

Tubi elettronici Mullard: 2-ECL86; 1-EZ81.
Zoccoli per tubi elettronici: B9A (noval) in nylon con appendice schermante (2-ECL86), McMurdo X9A89/C; B9A (noval) (per EZ81). McMurdo BM9/U.
Trasformatori di uscita: Impedenza del primario 7 kΩ; induttanza del primario > 10 H; resistenza del primario ≦ 350 Ω; frequenza di risonanza ≧ 50 kHz.
Trasformatori di alimentazione Primario: 10 - 0 - 200 - 220 - 240 V; secondari: A.T. 275 0 - 275 V; 90 mA; B.T. 3,15 - 0 - 3,15 V; 1,55 A (per ECL86 e lampadina spia) 0 - 6,3 V; 1 A (per EZ81).
Basette a circuiti stampati Technograph.

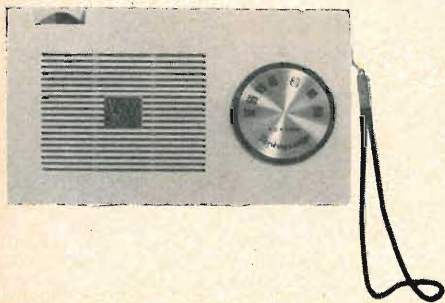
In funzione a Rosman una stazione di rilevamento spaziale

Una nuova stazione principale per il rilevamento dei satelliti artificiali e l'ascolto e la raccolta dei dati telemetrici trasmessi lungo orbite da est ad ovest e da nord a sud è stata inaugurata dall'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) a Rosman (North Carolina) in vista del lancio dei cosiddetti osservatori orbitali OSO, OGO, POGO e simili.
L'impianto principale della stazione è costituito da un'antenna parabolica da metri 25,90 in grado di ricevere l'enorme flusso di dati telemetrici provenienti dai grandi osservatori scientifici automatici in orbita terrestre. La stazione effettua anche il rilevamento dei satelliti e può impartire comandi via radio ai veicoli spaziali.
L'ubicazione della stazione, situata a circa 56 km sud-ovest di Asheville e a 11 da Rosman entro la Foresta Nazionale Pisgah, è particolarmente favorevole per i satelliti che seguono orbite circolari leggermente inclinate sul piano dell'equatore, orbite polari da nord a sud, e orbite molto ellittiche con perigeo di 200 chilometri e apogeo di 100.000. Essendo lontana dalle fonti di disturbi elettromagnetici, la stazione può captare segnali provenienti da trasmettitori spaziali di meno di 5 W a considerevole distanza dalla Terra.
L'impianto di Rosman è collegato per telefono e per radio con il Centro Volo Spaziale Goddard, cui fa capo la rete di rilevamento dei satelliti artificiali americani. *(u.s.)*

Elettroni e gli occhi

Una fruttuosa serie di esperienze sull'effetto della luce sulla retina dell'occhio è stata effettuata dall'Istituto alla Massima Attività dei Nervi e Neurofisiologia in collaborazione con l'Istituto di Fisica Biologica nell'Accademia delle Scienze Sovietica. Gli esperimenti hanno impiegato, per la prima volta, la tecnica basata sulla risonanza paramagnetica dell'elettrone.
La risonanza paramagnetica dell'elettrone, espressa in termini molto semplici, consiste in questo: molte sostanze hanno elettroni liberi, cioè elettroni lascamente accoppiati alla struttura cristallina. Essi sono capaci di assorbire radiazioni elettromagnetiche indipendentemente dall'energia di un quanto di radiazione elettromagnetica.
La situazione, però, è completamente diversa quando una data sostanza è posta in un campo magnetico costante: gli elettroni liberi ora assorbono selettivamente quanti di energia ben definita.
La risonanza paramagnetica dell'elettrone rende possibile la determinazione, con un alto grado di precisione, di una variazione nel numero di elettroni liberi in una qualsiasi sostanza, compresa la retina dell'occhio. Così è stato stabilito che la luce intensa incidente sulla retina aumenta apprezzabilmente il numero di elettroni liberi in essa. Secondo un altro ritrovato, la sostanza del rivestimento pigmentato, che dà colore all'occhio, è in istretta relazione alla conversione della luce nell'eccitazione del nervo.
Un confronto coi dati di conversione della luce con la fotosintesi nelle piante verdi, ha mostrato che in entrambi i casi gli spettri della risonanza paramagnetica dell'elettrone sono molto vicini tra loro. È verosimile che ciò non sia una coincidenza fortuita e rispecchi invece un fatto, che scaturisce dai processi fisici nella retina dell'occhio e nella vita delle piante sotto l'azione della luce. *(a.n.)*

segnalazioni brevetti

La Voxon ha recentemente realizzato un nuovo modello di autoradio, denominato Tourist 790. Il nuovo apparecchio, pur rinunciando ad alcune particolarità tecniche (come sintonia elettronica o a tasti) presenti negli altri modelli Voxon presenta tutte le caratteristiche essenziali per un ottimo funzionamento. L'impiego universale del Tourist 790 ne consente l'impiego sia in plancia che sottoplancia, con possibilità di collegamento con più altoparlanti nonchè il funzionamento con il giradischi. Il Tourist 790 verrà lanciato in Italia contemporaneamente all'uscita della nuova Fiat 850, per la quale è stato particolarmente studiato.

Il modello di radio portatile Zephyr costruito dalla Voxon ha riportato un notevole successo dovuto, oltre che alle elevate prestazioni, alla sua molteplicità d'impiego, conseguita grazie ad una serie completa di accessori che ne consentono l'uso anche come autoradio. Il nuovo Zephyrette dalla linea « tutta raccordata », mantiene inalterate le alte qualità tecniche dello Zephyr ed è accessibile ad una più vasta categoria di utenti.

Perfezionamenti nei ricevitori per televisione in cui la dimensione della parte dello schermo del tubo di immagine impiegata effettivamente per la riproduzione ha un rapporto di proporzione che differisce dal rapporto di proporzione determinato dal segnale in arrivo.
(N. V. Philips Gloeilampenfabrieken) (99-IV-5723)

Perfezionamento degli apparecchi per televisione a colori, particolarmente negli apparecchi di ripresa e relativo metodo di costruzione.
(Pye Ltd.) (99-IV-7223)

Isolante per conduttori ad alta tensione.
(Allmanna Svenska Elektriska Aktiebolaget.) (31-IS-9827)

Raccordo di serraggio stagno per cavi elettrici.
(De Vienne Robert Alexandre, De Vienne Jean Paul, Grenier Pierre) (31-IS-1627)

Sistema di isolamento particolarmente per conduttori elettrici e per avvolgimenti di macchine dinamiche.
(General Electric Company) (31-IS-1927)

Perfezionamenti nella produzione di conduttori filiformi per impianti di comunicazione all'aperto e prodotto ottenuto.
(Kenmore Foreign Corporation.) (31-IS-3527)

Metodo per la fabbricazione di un circuito elettrico su un pannello isolante comprendente fasi di lavorazione completamente meccaniche.
(International Business Machines Corporation) (31-IS-3127)

Isolatore per linee telefoniche da imbocco e per partenza di raccordo fra cassetta di protezione e linea aerea.
(Paganelli Narciso) (31-IS-9827)

Perfezionamento nei giunti per cavi elettrici.
(Pirelli General Cable Works Ltd.) (32-IS-9327)

Reggi cavi particolarmente per centrali di produzione di energia.
(Rieth und Co.) (32-IS-4227)

Procedimento per l'isolamento elettrico, mediante materia plastica, di conduttori su terminazioni, giunzioni o derivazioni di cavi elettrici telefonici o simili.
(Sensi Aristeo) (32-IS-5327)

Raccordo a tenuta di pressione fra tubi e contenitori specialmente soggetti ad una pressione interna contenenti ad esempio equipaggiamenti per cavi elettrici.
(Siemens Schruckertwerke Aktiengesellschaft) (32-IS-9927)

Isolatore passante per conduttori elettrici costituito da resina colata specialmente adatto per apparecchi blindati ad alta tensione.
(Siemens Schruckertwerke Aktiengeselleschaft) (32-IS-7727)

Metodo e dispositivo di distribuzione continua ad anello di cavi elettrici di numero e tipo qualsiasi in un ambiente qualunque con disposizione comunque variabile delle prese e schermature relative.
(Tevini Carlo, Demajo Antonio) (32-IS-4327)

Apparecchiatura per distribuire un filo in un ricevitore girevole a cielo aperto.
(Western Electric Company Incorporated.) (32-IS-9227

Procedimento per la produzione di nastri isolanti impregnati e nastro isolante preparato secondo questo procedimento.
(Zartl Josef) (32-IS-9727)

Metodo per la produzione di magneti permanenti da materiali magneticamente anisotropi.
(Leyman Corporation) (32-IS-8027)

Perfezionamenti nelle bobine a reattanza succhianti specialmente in quelle per impianti di raddrizzamento per correnti ad alta tensione.
(Maschinenfabrik Orelikon) (33-IS-8027

Testa magnetica servente per la esplorazione di magnetogrammi.
(Siemens und Halske Aktiengesellschaft) (33-IS-7127)

Perfezionamento ai condensatori elettrici del tipo a nastro metallizzato.
(Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni Elettriche Standard) (33-IS-0727)

Perfezionamento nei condensatori elettrici del tipo ad elettrolito secco.
(Fansteel Metallurgical Corporation) (33-IS-3527)

Relé d'inserzione ad azione brusca.
(Lacrampe Roger Daniel) (33-SI-8627)

Relé elettrico.
(Menzel Friedrich) (33-IS-2127)

Dispositivo di azionamento elettromagnetico polarizzato, specialmente per relé, suonerie od apparecchi similari.
(Siemens & Halske Aktiengellschaft) (33-IS-6527)

Relé elettromagnetico comprendente un magnete, un'ancora ed un avvolgimento di magnetizzazione comune per il magnete e per l'ancora.
(Siemens & Halske Aktiengesellschaft) (33-IS-2727)

Dispositivo basato sul principio termico per adattare automaticamente alle varie reti elettriche di alimentazione i reattori per lampade fluorescenti.
(Belloni Stefano) (33-IS-9427)

Procedimento perfezionato per la preparazione del catodo ad ossido di torio destinato ai tubi elettronici in generale e per il miglioramento della sua qualità e catodo in tal modo ottenuto.
(Elsi Elettronica Sicula) (33-IS-7427)

Tubo a raggi catodici di accensione.
(English Electric Valve Company Ltd.) (34-IS-6027)

Tubo foto elettrico.
(Figuretti Irene) (34-IS-9727)

Tubo ad onde progressive.
(Hugues Aircraft Company) (34-IS-3327)

Chiusura a leva servente per fissare una coppa per lampada specialmente nelle lampade con tubi a luminescenza.
(Lenze K. G. Lichttechnische Spezialfabrik) (34-IS-6027)

Perfezionamenti nei contenitori di assorbitore per tubi a vuoto.
(N. V. Philips Gloeilampenfabrieken) (34-IS-6727)

Tubo elettronico e procedimento per il suo montaggio.
(Radio Corporation of America) (34-IS-2827)

*0530 – **Ambrogio Bosio – Modena.***

D. Ho in programma l'acquisto di un complesso stereo ad Alta Fedeltà così composto: Amplificatore FISHER X100B o HARMAN KARDON A500; giradischi NEAT 7819D; altoparlanti JENSEN G600 da 15".
Ora desidererei sapere quanto segue:
1) quale dei due amplificatori, o eventualmente altri, mi consigliereste;
2) se il giradischi ha delle caratteristiche professionali e se è possibile l'impiego di testine diverse da quella in dotazione;
3) un giudizio sugli altoparlanti scelti e lo schizzo di un mobile contenitore, il più compatto possibile, con labirinto acustico.
4) È possibile, per un iniziato, trarre le stesse qualità funzionali da una scatola di montaggio di una delle due Case sunnominate?

R. 1) I due complessi stereo da Lei proposti forniscono prestazioni similari. Dovendo scegliere indicheremmo il FISHER.
Complessi stereo di notevole potenza (non ce ne sono molti) si possono trovare presso la PRODEL S.p.A., Milano.
2) Gli apparecchi di alta fedeltà destinati a privati sono in questi ultimi anni venuti in eccellenza, così che non esiste più una netta separazione fra apparati diciamo, commerciali e professionali. Nel caso del giradischi NEAT 7819D, si può dire che, pur non rientrando strettamente nella classe professionale, presenta una qualità che lo avvicina ai complessi professionali e ad ogni modo lo rende più che soddisfacente. L'uso di altre testine è possibile alla condizione che queste abbiano l'attacco normalizzato.
3) Ottima la scelta degli altoparlanti JENSEN. Alleghiamo uno schizzo del bass-reflex con labirinto adatto per il G600.
La costruzione della cassa deve essere particolarmente solida, senza sconnessioni. Si raccomanda di incollare e avvitare le pareti e di aggiungere i listelli di rinforzo. Le pareti interne devono essere rivestite con lana di vetro o di roccia, salvo il pannello anteriore che reca l'altoparlante.
4) Per quanto non ci risulti chiaro a che cosa si riferiscono «le stesse qualità funzionali», assicuriamo che nulla vi è di trascendentale nella costruzione di questi amplificatori e quindi un «iniziato» può arrivare con successo alla meta. (*a. f.*)

*0531 – **Sig. Gianni Bernasconi – Bellinzona (Svizzera).***

D. Potete indicarmi a chi dovrei rivolgermi per far costruire *una serie di piastrine o eventuale amplificatore completo* per una valigia *giradischi* da introdurre possibilmente in grande serie sul mercato svizzero?

R. Ecco alcuni nominativi di ditte specializzate nella fabbricazione di circuiti stampati per conto terzi:
Bracchi Franco s.d.f., Milano, V.le Beatrice d'Este, n. 29, tel. 58.00.47.
C S T, Milano, Via F. Bellazzi, n. 6, tel. 25.66.110
La Zincocelere, Rappresentante per Milano: Dott. Ing. G. Fiorio, Milano, Via Plinio, n. 55, tel. 20.90.26.
Martini, Milano, Via Bianconi, n. 16, tel. 56.47.15.
Pietro Giovanni, Milano, Via P. Gassendi, n. 1, tel. 39.41.67. (*a. f.*)

*0532 – **Sig. Arnaldo Marsiletti – Borgoforte (Mn).***

D. Potete fornirmi un testo dedicato all'oscillografo? Oltre ai principi basilari per un buon funzionamento, il corretto modo pratico di come deve essere usato, sia nel campo delle riparazioni TV, sia come strumento visivo, per controllare gli esperimenti che io devo eseguire, e quelli che appaiono su riviste del ramo. Sapete indicarmi dove posso trovare una scatola di montaggio per TV?
A quale Ditta devo rivolgermi per acquistare senza eccessiva spesa, un voltmetro elettronico, un oscilloscopio, un generatore di segnali per TV, che diano affidamento? Come giudicate quelle scatole di montaggio che si trovano in commercio (EICO, HEATHKIT, FECO, ecc.)?

R. Libri italiani che trattino esaurientemente l'argomento oscillografo, praticamente non ce ne sono.
Il più vicino per le sue occorrenze è il seguente D. E. RAVALICO, *Strumenti per il videotecnico*, Ediz. Hoepli, 1960. L. 2.200.
In lingua inglese sono raccomandabili:
WATSON-WATT, *The catode ray oscillograph in radio research*, pubblicato da Majestig's

Fig. 1/0530

Stationery Office, indirizzo: Adastral House, Kingsway, London, W.C. 2.

ALFRED HAAS, *Oscilloscope techniques*, Ediz. Gernsback Library, n. 72, New York 11, N.Y.

Scatole di montaggio a prezzo conveniente si trovano da G. B. Castelfranchi, Milano, Via Petrella, 6. Tali scatole vengono usate per le scuole TV e rispondono bene alle necessità degli allievi.

Strumenti per il videotecnico si possono trovare presso la LARIR, Milano, P.zza 5 Giornate, 1, sia come apparecchi finiti, sia come scatole di montaggio; la differenza di prezzo è del 20 %.

Si intende che non si tratta di strumenti di altissima precisione (EICO, HEATHKIT ecc.,) ma più che sufficienti per la messa a punto e la revisione dei televisori. *(a.f.)*

0533 – Sig. Gino Del Conte – Milano.

D. Sono un appassionato di musica classica e mi piacerebbe realizzare un complesso Hi-Fi stereo.

Ho sentito parlare molto dei complessi GELOSO, PRO-DEL, GARRARD, ma personalmente non ho avuto occasione di poter apprezzarne le qualità.

Vi sarei molto grato se oltre ad indirizzarmi verso il migliore mi inviaste lo schema elettrico per la realizzazione dato che sono un provetto radiotecnico.

R. Complessi di alta fedeltà di importazione si trovano presso la LARIR a prezzi variabili da L. 100.000 a 1 milione e oltre, anche come scatole di montaggio. La LARIR fornisce anche i relativi schemi elettrici.

Fra quelli da noi pubblicati, un insieme preamplificatore-amplificatore di potenza di classe superiore è il complesso stereo SHERWOOD mod. S-5000II apparso a pag. 570 e seguenti del n. 11, Novembre 1962, di *l'antenna*.

Ecco alcune sue caratteristiche tecniche: potenza 36 W per canale; risposta da 20 Hz a 20 kHz entro ± 0,5 dB a 36 W; fattore di controreazione globale 16 dB; fattore di smorzamento 5; distorsione armonica a 20 W; 0,75 %; distorsione di intermodulazione a 20 W: 0,3 %; filtro antirombo; filtro passa basso con taglio a 5 kHz; diafonia inferiore a — 50 dB; 2 entrate fono; 2 entrate nastro; 6 entrate ad alto livello; livello del rumore di ronzio 90 ÷ 100 dB rispetto a 36 W. *(a. f.)*

0534 – Sig. Giuseppe Lolli – Bologna.

D. Intenzionato alla costruzione dell'amplificatore TR229-17W apparso su *alta fedeltà*, Maggio 1959 chiedo:

1) È possibile sostituire il t.u. usato dall'autore con un tipo G.B.C. H-245 serie TRUSOUND potenza 10-12 W? Da notare che detto trasformatore possiede due prese al 43 % del primario per il collegamento griglie schermo in circuito ultralineare. Se la sostituzione non fosse possibile, è reperibile a Bo. il t.u. G.P. 300? E a che prezzo?

2) Il valore della resistenza in serie col condensatore da 0,1 μF di accoppiamento da V_2 a V_3 (68M) non è troppo alto? (forse si tratta di 68k).

3) Il valore della capacità in parallelo al potenziometro del rilievo da 2 MΩ non è troppo alto? (10 μF) (si tratta forse di 10*n*). Da notare che non è raffigurato come elettrolitico.

4) I potenziometri di regolazione polarizzazione griglie EL84 sono normali a grafite o è meglio siano a filo? (che dissipazione?)

5) Il responso di questo amplificatore è classificabile come vera Hi-Fi?.

R. Non è consigliabile la sostituzione del T.U.. La consociata italiana della CSF è la MICROFARAD, Milano, Via Derganino, 18-20. Conviene rivolgersi a questa ditta, dato che molto difficilmente si potrà trovare il trasformatore GP300 CSF a Bologna.

In quanto al suo prezzo, non conosciamo l'attuale quotazione, che la MICROFARAD Le potrà invece facilmente indicare.

2) e 3) Stanno bene le sue correzioni: la resistenza è di 68 kΩ e il condensatore è di 10 nF = 10 kpF.

4) Essendo percorsi da corrente continua è bene (ma non indispensabile) che detti potenziometri siano a filo, dissipazione 1/2 W max.

5) Non abbiamo avuto occasione di sottoporre il TR229 a misure di fedeltà e di distorsione; tuttavia l'esame dello schema e le condizioni di lavoro dello stadio finale tranquillizzano sulla qualità dell'amplificatore, che può ritenersi di alta fedeltà. *(a. f.)*

0535 – Sig. Giorgio Mosca – Roma.

D. Il mio registratore è un GRUNDIG TK47 a 2 tracce (con altoparlanti separati box III) e purtroppo i nastri stereo pre-registrati non vengono più prodotti a 2 tracce. Pertanto mi trovo nella necessità di acquistare un registratore stereo a 4 tracce.

1) Vi è differenza nella fedeltà di riproduzione dal 2 tracce al 4 tracce?

2) Poichè il mio interesse è solo nel playback dei nastri stereo pre-registrati (e non nella registrazione) quale tape stereo player (riproduttore a nastro) di qualità a 4 tracce mi consigliate di acquistare?

3) È preferibile acquistare un tutto unico, o il tape deck con amplificatore separato, ed in questo caso, che tipo per entrambi e che tipo di altoparlanti?

R. La differenza esiste ed è in favore delle due tracce. Le disuniformità del preparato magnetico dei nastri sono infatti più sentite nelle strette (1 mm circa) 4 piste, mentre una stessa lacuna è scarsamente avvertibile nelle 2 piste, larghe più del doppio; analogamente un deposito di pulviscolo o una qualsiasi irregolarità, a parità di dimensioni, sono assai più deleteri in un nastro a 4 tracce che in un nastro a due. Tuttavia, la bontà dei nastri attualmente in commercio e la rapidità di variazione dei suoni registrati sono tali che il più delle volte le menzionate irregolarità non possono essere rilevate a orecchio; perciò il nastro a 4 piste si è rapidamente diffuso per la sua durata doppia, il che è ritenuto un grande pregio.

2) Consigliamo il giranastro BELL Mod. T-321 per riproduzione monofonica e stereofonica a 2 e a 4 piste (LARIR, Milano).

3) Il giranastro T321 richiede il preamplificatore stereo BELL Mod. RP-320.

A quest'ultimo può seguire un qualsiasi amplificatore stereo di potenza; consigliabile l'amplificatore BELL Mod. 2418, 2 × 15 W, impedenze di uscita 8 e 16 Ω.

Come altoparlanti è indicato il mod. KT-23 JENSEN a 2 canali, gamma di frequenze riprodotte 40 ÷ 15.000 Hz; 20 W; 16 Ω; woofer P12-RL; tweeter RP103; filtro crossover A-204; controlli ST-901; peso 6,8 kg.

Essendo l'impianto stereo, occorrono due KT-23. *(a. f.)*

Circuito flip - flop con caratteristiche migliorate

(segue da pag. 171)

nomeni di interferenza essa è senza altro da escludersi, poiché non contenendo il circuito elementi induttivi non possono attuarsi dei campi magnetici.

La corrente media di alimentazione è essenzialmente costante e richiede solo un minimo di disaccoppiamento.

Le perdite energetiche sono limitate alla potenza di polarizzazione dissipata alternativamente da una sola coppia di transistori, più la potenza consumata dai transistori che si trovano in stato di saturazione, e cioè:

$I_c \times V_{ce(sat)} \times 2$.

In conclusione la dissipazione totale del circuito può essere valutata a circa il 5 % della potenza applicata. *(l.c.)*

Fig. 1/0537

Fig. 2/0537

Fig. 3/0537

0536 - Sig. Santillo - Roma.

D. Sono richieste alcune delucidazioni circa il volume *Le antenne.*

R. Abbiamo provveduto a spedirle *la mappa azimutale* che non era allegata al libro *Le Antenne* da lei acquistato, e ci auguriamo che la stessa le sia pervenuta regolarmente.
Dato che il suddetto libro è tuttora di attualità non abbiamo provveduto ad effettuarne una nuova edizione.
Tenga presente che tutte le opere messe in circolazione dalla casa *Editrice Il Rostro*, alla quale può richiedere il catalogo, sono segnalate tempestivamente su *l'antenna.*
Non siamo in grado di fornirle le zone di servizio relative gli altri trasmettitori TV esistenti attualmente in Italia.

(*P. Soati*)

0537 - Sig. C. Raiberti - Roma.

D. Desidera alcune informazioni circa lo studio e l'interpretazione delle curve caratteristiche dei transistori.

R. Si tratta di un argomento molto complesso al quale non è certamente possibile rispondere in poche righe: ad ogni modo faremo del nostro meglio per chiarire i dubbi del richiedente.
Il circuito impiegato per ricavare le curve a *regime statico* (tensioni e correnti continue) è quello di figura 1. L'interpretazione dei simboli è la seguente: — V_{ce} tensione collettore-emettitore; — V_{be} tensione base-emettitore; — V_{cc} tensione della batteria alimentante il collettore; — V_{bb} tensione fornita dalla batteria di polarizzazione; — I_c corrente di collettore; — I_b corrente di base; I_e corrente di emettitore. La corrente di base e di collettore ha sempre senso inverso rispetto alla corrente di emettitore (figura 2).
Il senso delle correnti di base e di collettore è indicato mediante il segno.
Il circuito per ricavare le curve a *regime dinamico* (tensione e corrente alternata) è quello di figura 3, nella quale V_{ce} = tensione collettore-emettitore; V_{be} = tensione base-emettitore; I_c = corrente di collettore; I_b = corrente di base; I_e = corrente di emettitore. V_{ce} *cresta* = valore di cresta della tensione collettore-emettitore; V_{ce} *cresta cresta* = valore di cresta della tensione collettore-emettitore. Senza scendere nei particolari, facciamo rilevare che la figura 4 indica la *curva caratteristica* — I_c che rappresenta le variazioni della corrente di collettore, — I_e in funzione delle variazioni della tensione collettore-emettitore, — V_{ce}, per differenti valori della corrente di base — I_b.
La curva caratteristica — I_c di figura 5, rappresenta la variazione della corrente — I_c in funzione delle variazioni della corrente di base, — I_b, per differenti valori della tensione di collettore-emettitore — V_{ce}.
La curva caratteristica — I_b di figura 6, rappresenta le variazioni della corrente di base — I_b in funzione delle variazioni della tensione base-emettitore, — V_{be}, per differenti valori della tensione di collettore-emettitore — V_{ce}.
Infine la *curva caratteristica* — V_{be} di figura 11, rappresenta le variazioni della tensione di base-emettitore — V_{be} in funzione delle variazioni della tensione di collettore-emettitore — V_{ce} per differenti valori della corrente di base — I_b.

(*P. Soati*).

0538 - Sig. Ing. C. Bianchi - Milano

D. Allo scopo di assimilare maggiormente le nozioni apprese tramite il volume dell'Aisberg, *Il transistore? è una cosa semplicissima*, è richiesto il titolo di qualche manuale più completo.

R. Nella biblioteca dell'*Editrice Il Rostro* sono presenti ben tre manuali sui transistori, tutti molto interessanti. Si tratta del volume *Transistori* di H. Schreiber, nel quale è illustrata in modo chiaro, semplice e preciso tutta la tecnica dei transistori, dai principi fondamentali di funzionamento al loro impiego nei circuiti radioelettrici, con numerose applicazioni pratiche, e dei due volumi del Kuhn che costituiscono il *Manuale dei transistori.* Il primo volume è dedicato a facilitare il periodo di transizione del tecnico che si accinge allo studio e alla applicazione tecnica dei transistori. La competenza dell'Autore in tale campo fanno di questa opera il mezzo più idoneo al raggiungimento delle cognizioni indispensabili per i tecnici e gli studiosi del ramo. Il secondo volume contiene i dati di circa 1200 tipi di semiconduttori, più numerosissime tabelle nelle quali sono esposti i dati più necessari riguardanti ogni singolo

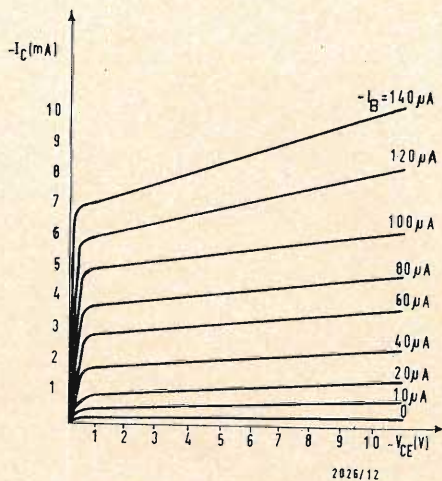



Fig. 4/0537

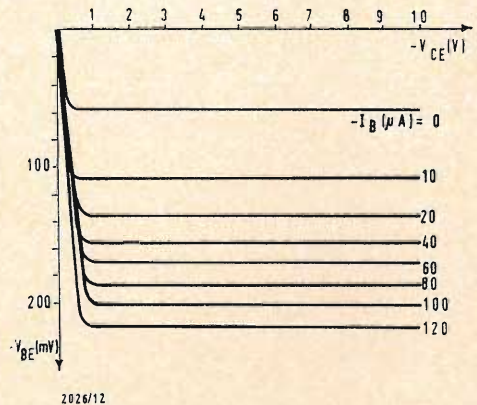



Fig. 7/0537

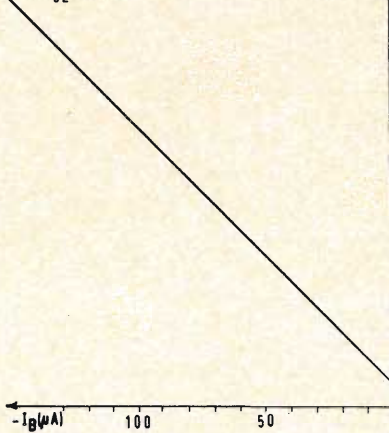



Fig. 5/0537

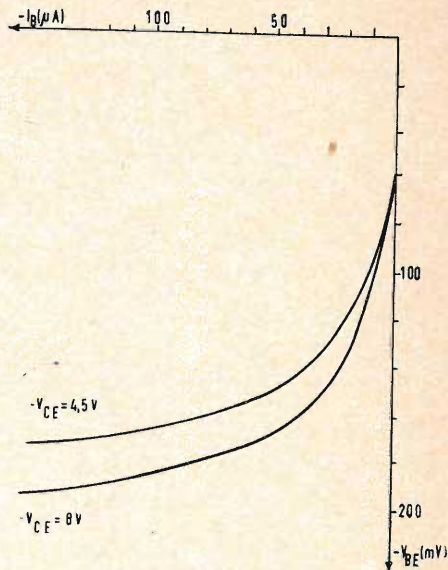



Fig. 6/0537

elemento. Il prezzo dei tre volumi è rispettivamente di: 1900, 2500, e 2000 lire. Essi possono essere richiesti direttamente alla Casa *Editrice Il Rostro*, Via Senato 28, Milano.
(*P. Soati*)

0539 – Sigg. G. Santillo – Roma; C. Martelli – La Spezia.

D. È richiesto lo schema di un semplice *grid dip oscillator* a transistori.

R. In figura 1 è riportato lo schema di un semplicissimo *grid dip* a transistori. Originalmente l'apparecchio è stato realizzato mediante due unità separate, unite fra loro tramite una coppia di conduttori aventi la lunghezza di circa ½ metro. La prima unità comprende l'oscillatore con la relativa bobina ed il condensatore variabile, la seconda lo strumento, la batteria e l'amplificazione.

Come transistore oscillatore è stato usato un OC 170 che consente di operare anche su frequenze sensibilmente elevate. La tensione che circola nella bobina L_3 viene rettificata tramite un diodo ed applicata alla base del transistore amplificatore 0C71. Quando la frequenza della bobina è prossima a quella del circuito sintonizzato sotto controllo, si avrà un certo assorbimento di energia che darà luogo ad una brusca variazione di corrente che sarà visibile sullo strumento. Il potenziometro P_1 ha il compito di consentire la regolazione della corrente che circola attraverso l'OC71 e lo strumento.

La figura 2 mostra come si dovrà montare il gruppo oscillatore, mentre la figura 3 mette in evidenza come dovranno essere montati i vari componenti sulla piastrina di ancoraggio.

Le bobine che saranno avvolte su di un supporto avente il diametro di 9 mm, naturalmente sono di tipo intercambiabile, tramite l'uso di zoccoli del tipo B9A. La figura 4 indica come dovranno essere costruite.

Per coprire, ad esempio, la gamma compresa fra 8 e 14 MHz la bobina L_2 sarà costituita da 30 spire di filo smaltato da 5/10, L_1 da0 1

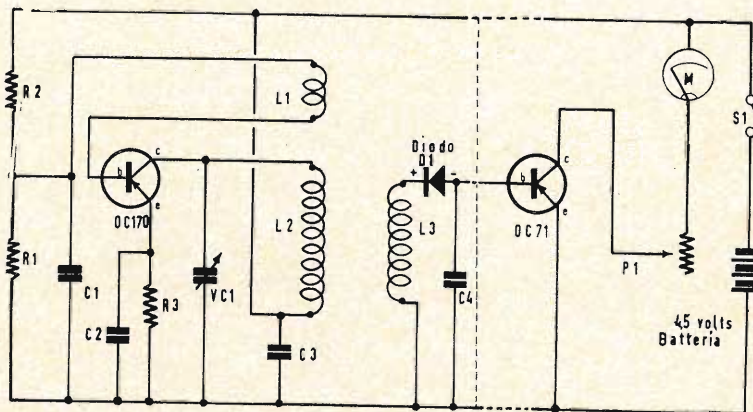



Fig. 1/0539

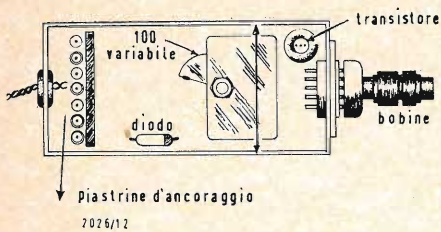



Fig. 2/0539

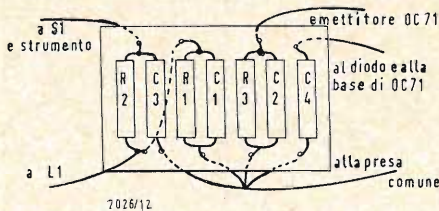



Fig. 8/0539

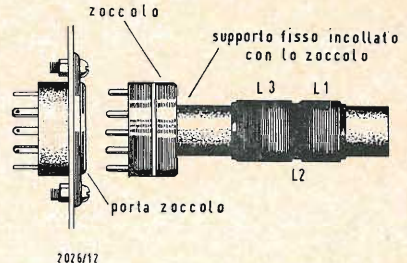



Fig. 4/0539

spire e L_3 da 15 spire. Mantenendo inalterati i suddetti rapporti si costruiranno le altre bobine a seconda delle gamme che si desidera coprire.

Per effettuare la taratura ci si servirà di un normale ricevitore di tipo professionale ben tarato.

Per coprire, ad esempio, la gamma compresa fra 8 e 14 MHz la bobina L_2 sarà costituita da 30 spire di filo smaltato da 5/10, L_1 da 10 spire a L_3 da 15 spire. Mantenendo inalterati i suddetti rapporti si costruiranno le altre bobine a seconda delle gamme che si desidera coprire.

Per effettuare la taratura ci si servirà di un normale ricevitore di tipo professionale ben tarato.

Il valore dei vari componenti è il seguente: R_1 = 2.200 Ω; R_2 = 10.000 Ω; R_3 = 470 Ω; P_1 = 1.000 Ω potenziometro.

C_1 = 0,01 μF; C_2 = 0,01 μF; C_3 = 0,01 μF; C_4 = 0,005 μF. VC_1 = 100 pF variabile. Transistori: OC170 e OC171 più un diodo rivelatore al germanio di qualsiasi tipo. Lo strumento può essere il tipo da 1 o 1,5 mA fondo scala.

(P. Soati)

0540 – Sigg. N. Corsini – Torino; M. Petrella – Milano.

D. È richiesto lo schema di circuito flip-flop ad elevata velocità e di un relé elettronico a transistori.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di un circuito flip-flop nel quale si fa uso di due transistori della PHILCO del tipo AN1500 (il distributore in Italia di tali transistori è la soc. CAREL, Milano). Le caratteristiche di tale transistore sono BV_{cbo} — 15 V, h_{fe} = 20 min (fattore di amplificazione corrente), V_{ce} (satur.) = 0,2 V max, tr = 18 n/sec max, ts = 12 n/sec max.

Il valore dei vari componenti è il seguente: R_1, R_2 = 27.000 Ω; R_3, R_4 = 82PP Ω; R_5, R_6 = 560 Ω; C_1, C_{12} = 27 pF.

In figura 2 è riportato lo schema di un relé elettronico avente una potenza di rottura dell'ordine dei 4 W. La corrente di collettore è dell'ordine dei 120 mA qualora il potenziale di collettore sia quasi nullo. Questo relé può eseguire fino a 25.000 interruzioni al secondo.

R_1 = 1.000 Ω; R_2 = 5.000 Ω; R_3 = 400 Ω; R_4 = 50 Ω; R_5 = 100 Ω; R_6 = 600 Ω; R_7 = 200 Ω; R_8 = 200 Ω; R_9 = 1800 Ω; R_{10} = 470 Ω; C_1 = 10 nF; T_1, T_2 = OC73; T_3 = OC76.

In figura 3 è visibile lo schema di un relé temporizzato a transistori e diodi zener nel quale la resistenza variabile R_1, associata al condensatore C, assicura la costante di tempo necessaria al comando del relé. Le prove sono state eseguite dalla THOMPSON ITALIANA facendo uso del transistore di sua costruzione 2N188A accoppiato a diodi Zener 13Z4 e 16Z4, per diversi valori di corrente di collettore, e mediante l'impiego di condensatori da 100, 500 a 1500 μF. Per un diodo 13Z4 e per valori di R_1 compresi fra 1.000 e 90.000 Ω si sono rilevati, con una corrente di

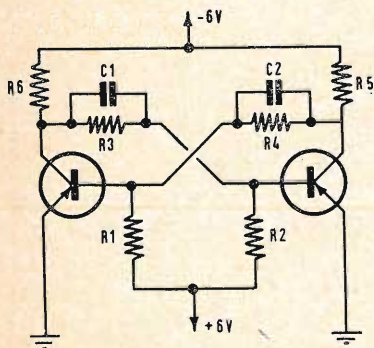



Fig. 1/0540

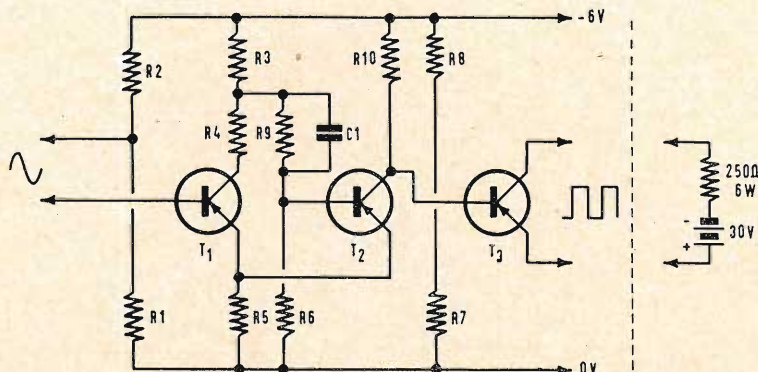



Fig. 2/0540

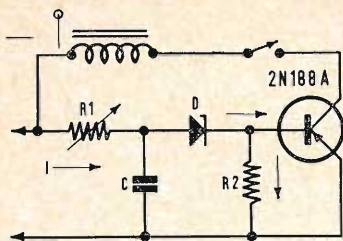



Fig. 3/0540

collettore di 40 mA e una capacità di 1500 μF, dei ritardi compresi fra 1 e 18 secondi. Un diodo 16Z4 nelle stesse condizioni di funzionamento ha consentito di ottenere ritardi compresi fra 2 e 30 secondi. Utilizzando una capacità di 100 μF i ritardi erano, nelle stesse condizioni, inferiori ma raggiungevano i 3 secondi per un diodo 12Z4 ed i 10 secondi per un diodo 16Z4.

(*P. Soati*)

*0541 – **Sig. P. Parodi – Genova.***

D. È richiesto lo schema di un convertitore *CC-CC* alimentato a transistori. Sono richieste anche alcune spiegazioni sul calcolo del trasformatore.

R. In figura 1 riportiamo lo schema di un convertitore *CC-CC* a transistori, dovuta alla società THOMSON ITALIANA e nel quale si fa uso di due transistori 2N174 della stessa società. Esso consente di ottenere una corrente qualsiasi partendo dalla corrente continua di alimentazione. I due transistori di potenza sono montati in un circuito oscillante. Dato che i due collettori si trovano elettricamente allo stesso potenziale è possibile fissare ambedue i transistori sulla stessa aletta di raffreddamento, senza che sia necessaria l'interposizione di isolante. I due emettitori sono collegati ciascuno ad una estremità dell'avvolgimento primario simmetrico mentre le basi sono pilotate da due altri avvolgimenti identici. A tale proposito potrebbe dimostrarsi come il rendimento in potenza del convertitore possa migliorare qualora la saturazione del nucleo magnetico non sia troppo spinta. La corrente di base deve essere regolata tramite le due resistenze variabili, dopo avere scelto la tensione di reazione, cioè un numero di spire degli avvolgimenti, esattamente sufficienti per ottenere l'innesco delle oscillazioni ed in modo da compensare le dispersioni di guadagno dei transistori. A tale condizione il rendimento può essere dell'ordine dell'85 %, utilizzando un circuito magnetico in C, tagliato in bande da 10/100 di mm. e scegliendo la frequenza di funzionamento vicina ai 400 Hz.

Il numero delle spire di una metà del primario viene calcolato con la nota formula:

$$N_p = \frac{V_a \, 10^8}{4 \, f \, s \, B_m}$$

in cui;

V_a = tensione di alimentazione in volt (valore di solito costante)

f = frequenza scelta

s = sezione del nucleo magnetico

B_m = induzione massima

Questi due ultimi parametri sono determinati dalla potenza fornita, dalle considerazioni circa il rendimento, la ripartizione delle perdite e l'ingombro dell'avvolgimento. Il rendimento si migliora scegliendo una frequenza molto bassa dato che ciò diminuisce le perdite di inversione dei transistori e le perdite per isteresi del nucleo magnetico. La perdita di inversione dei transistori è possibile ridurle anche shuntando la resistenza di base con un condensatore.

All'inizio del tempo di conduzione del transistore, il condensatore che si era precedentemente scaricato nella resistenza (le costante di tempo deve essere scelta in funzione della frequenza) si ricarica. Questa corrente di carica si somma alla corrente determinata dalla resistenza ed assicura la saturazione del transistore.

Sovente è desiderabile che le oscillazioni inneschino non appena si alimenta il convertitore anche se il carico è collegato ai terminali di uscita. Questo innesco è facilitato da un diodo collegato in serie con una resistenza di base. Si nota infatti che appena si applica la tensione V_a nessuno dei due condensatori è caricato. La resistenza da 470 Ω, tra il collettore e la base, tende perciò a riportare sulla base una tensione tanto negativa che il diodo, polarizzato in senso inverso, praticamente sconnette la resistenza variabile da 5 Ω. È dunque il transistore corrispondente che piloterà il primario e la conduzione sarà mantenuta dall'avvolgimento di reazione che caricherà altresì il condensatore con una polarità inversa e renderà conduttore il diodo.

La corrente ad impulsi ottenuta al secondario del trasformatore è raddrizzata da un ponte di diodi e filtrata. Il condensatore di filtro consente anche di smorzare le sovratensioni di inversione del primario.

Qualora il secondario eroghi su altro circuito è il caso di prendere alcune precauzioni quali accoppiamento stretto, circuito di smorzamento.

La potenza che si può ottenere al secondario con due transistori 2N174 è dell'ordine dei 150 W (per V_a = 12 V) e di 300 W (per V_a = 24 V).

Il radiatore deve essere dimensionato in relazione alla temperatura ambientale nel quale deve essere installato il convertitore.

(*P. Soati*)

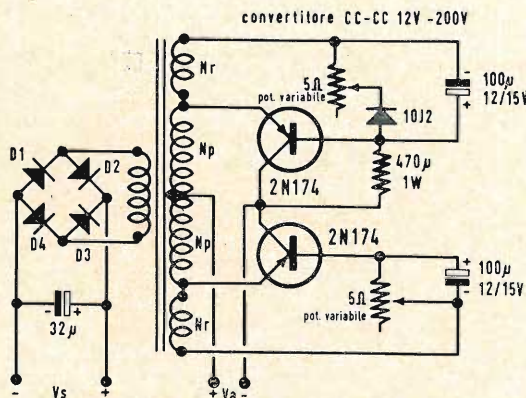
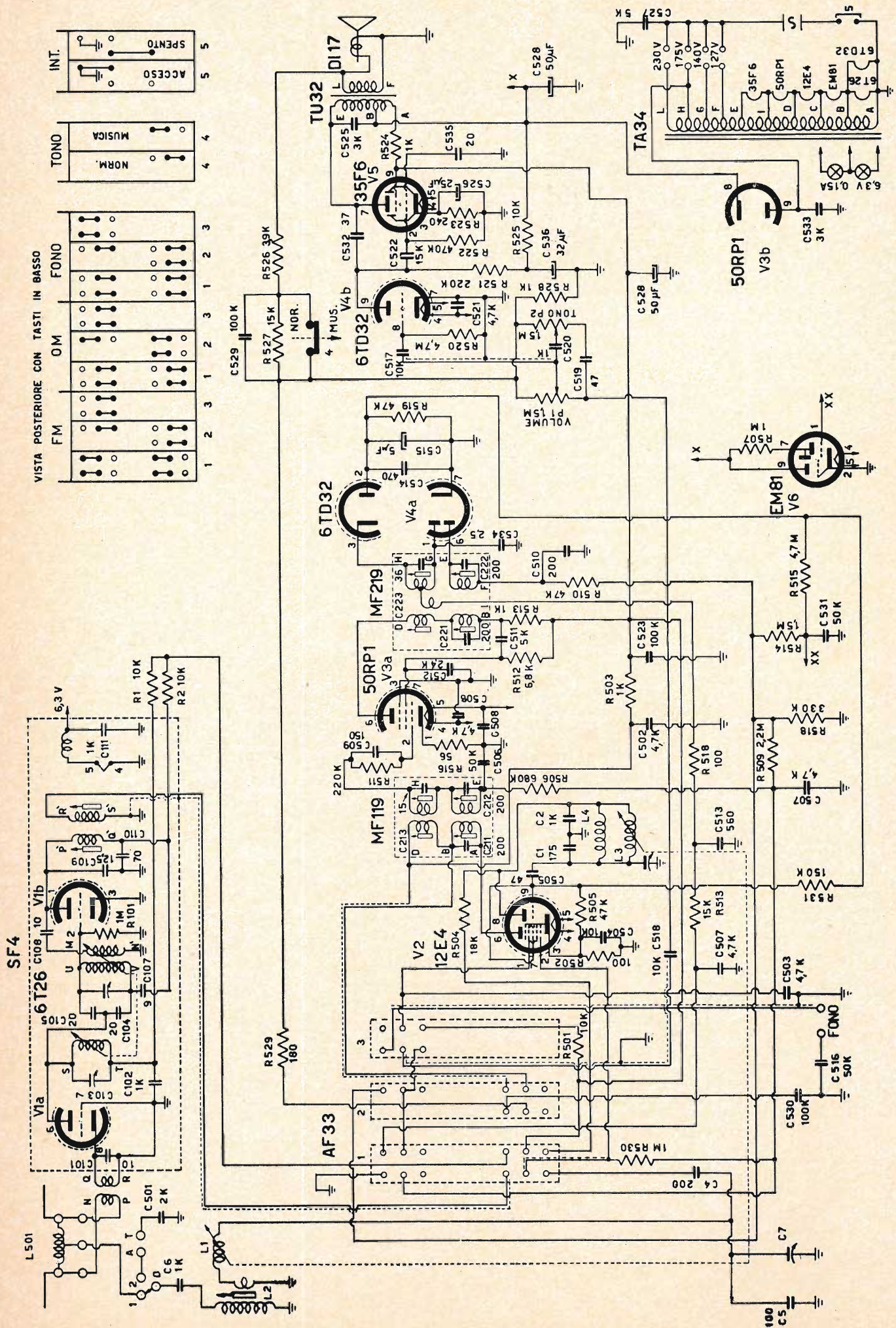
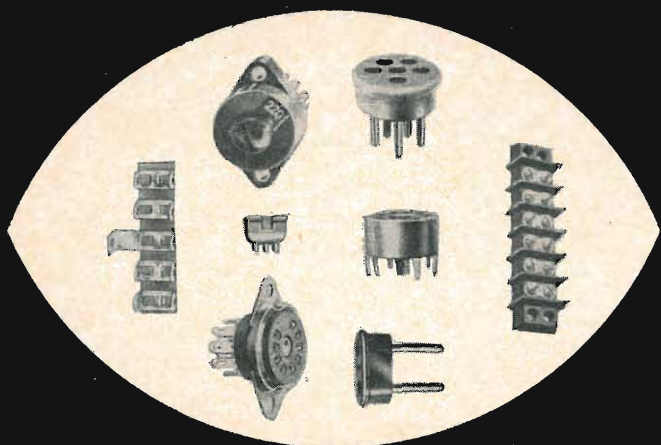
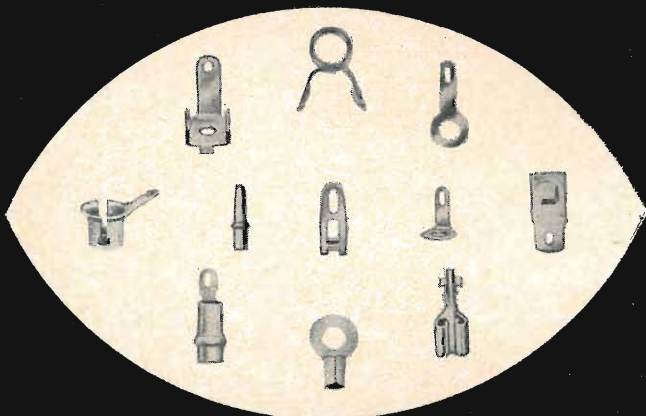
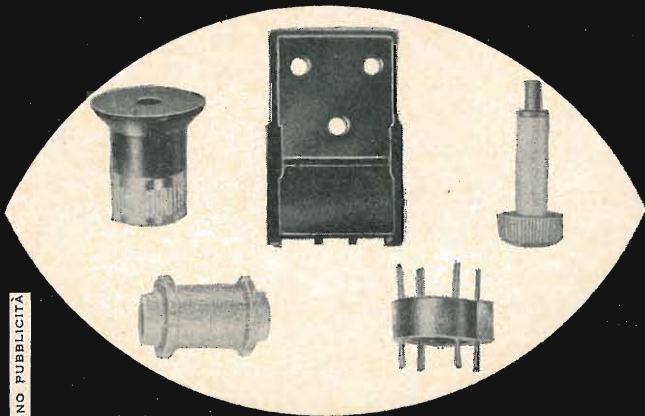
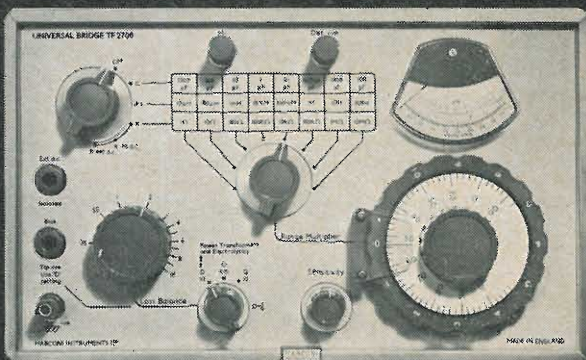



Fig. 1/0541

Schema elettrico del radioricevitore MAGNADYNE MD-6001, Mod. 3-512-13211

SUVAL

VIA LORENTEGGIO 255 - TEL. 427.650 427.646 470.349
MILANO

LEGGERO
AUTONOMO
PRECISIONE 1%

MARCONI INSTRUMENTS

PONTE UNIVERSALE

TIPO TF 2700

* Portabile. Transistorizzato. Alimentato a batteria.
* C da 0,5 pF a 1100 μF in 8 intervalli.
  L da 0,2 μH a 110 H in 8 intervalli.
  R da 0,01 Ω a 11 MΩ in 8 intervalli.
  Q da 0 a 10 a 1 kHz.
  D da 0 a 0,1 e da 0 a 10 a 1 kHz.
* Eccitazione del ponte: Interna, 9 V c.c. ed esterna c.c. per misura di resistenza. Interna 1 kHz o esterna ad audio frequenza da 20 Hz a 20 kHz per misure di C, L e R.
* E' prevista l'inserzione di tensioni di polarizzazione c.c. della componente in prova.
* Dimensioni: cm. 23,5 x 29 x 23,5. Peso 3,8 kg.

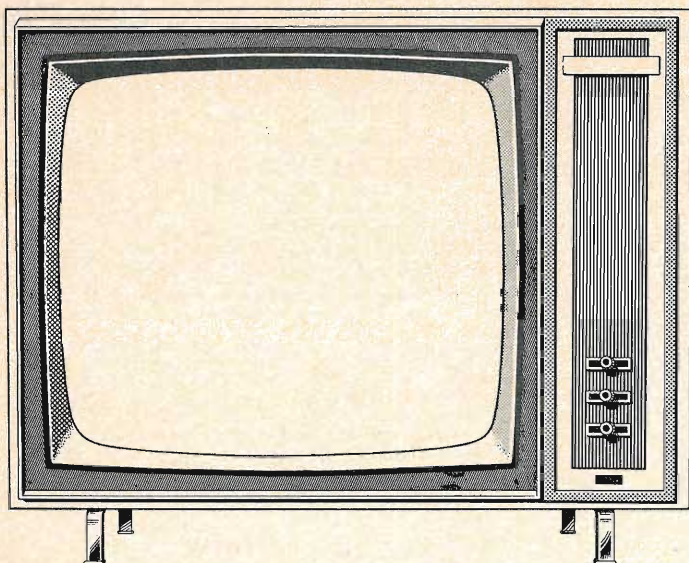
UN NOME SICURO PER UNA MISURA SICURA

MARCONI INSTRUMENTS

Per le Vostre richieste, Vi preghiamo rivolgerVi alla nostra Rappresentante:

MARCONI ITALIANA S.p.A.,

Genova-Cornigliano—Via. A. Negrone, 1A. Tel: 47 32 51-47 97 41
Milano—Via del Don, 6. Tel: 86 26 01-80 42 61
Roma—Via Adige, 39. Tel: 86 17 13-86 33 41

TC2551

ECCO L'ULTIMO
NOVA NV 9197

Mobile elegantissimo e sobrio • Maggiore sensibilità • Migliorata qualità di voce • Semplificati i comandi anteriori: manopole e pulsanti incorporati • Tubo « steel bonded » a visione diretta • Eliminata ogni deformazione del punto luminoso • Maggiore finezza e luminosità •

Vi invitiamo a visitare la nostra esposizione ed i nostri nuovi uffici in:

Corso di Porta Nuova N. 48 - Milano
tel. 650.860 - 664.938

Vi attendiamo: abbiamo tante notizie sui programmi futuri.

PRESTO VERRANNO PRESENTATI NUOVI MODELLI DI RADIO
TELEVISORI - TRANSISTORS - LAVATRICI - CONDIZIONATORI

CORSO DI PORTA NUOVA 48 - MILANO

Via Savino 9 - Bresso - Tel. 9246.31

Bobinatrici per avvolgimenti lineari

e a nido d'ape

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano • T.E.T. - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Via Roma, 92
Paderno Dugnano (Milano)

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

VALVOLE E TUBI CATODICI

ATES - Catania
Semiconduttori R C A

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.770 - 283.651

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

REGISTRATORI

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Registratori - Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Bresso
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Via Tagliaferri, 33/S
Tel. 416.911

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TASSINARI
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige - Registratori

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona) - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo. 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

NAPOLI - Milano
Via Livigno, 6/B
Tel. 60.35-44 - 60.35.59

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna

Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

RAPPRESENTANZE ESTERE

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416
Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN. Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

---

imetron - MILANO
Via Teodosio, 33 - Tel. 23.60.008
Apparecchiature Elettroniche per Industria e Automazione

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MARCONI-ITALIANA
Via del Don, 6 Milano

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

---

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873

MELCHIONI S. p. A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 47-48
Valvole - Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi PHILIPS

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RAYTHEON-ELSI
Piazza Cavour, 1 Milano
Diodi - Transistori - Raddrizzatori

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S G S - Argrate Milano
Diodi - Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

DBR — **TRANSISTORS** — **STABILIZZATORI TV**
Soc. in nome collettivo
di Gino da Ros & C.
Vimodrone (Milano) - Via Gramsci, 39
Tel. 28.99.086 - 28.99.263

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

Supertester 680 C

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

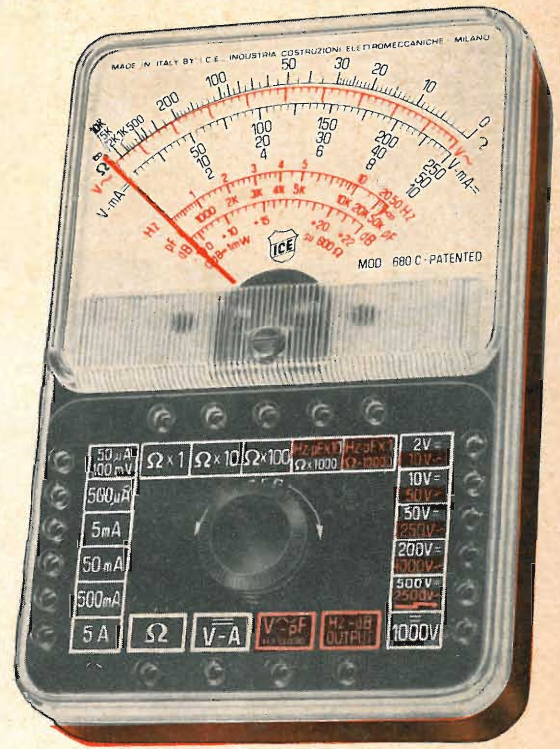
La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter **sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!** Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e **2500** Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	**50 μA** - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C
AMP. C.A.:	**1 portata:**	200 μA. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts
		1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms)
		1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:**	(2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA:	**3 portate:**	0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) al **prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometri a tenaglia I. C. E. mod. 690 - Ampertest

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare.

Ruotando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. **Indice bloccabile onde poter effettuare la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!**

Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36 o su barre fino a mm. 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile: lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala.

Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA. F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisori, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

8 portate differenti in Corrente Alternata 50 ÷ 60 Hz. (6 Amperometriche + 2 Voltmetriche).
3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volts
0-300 Milliampères con l'ausilio del riduttore modello 29-I.C.E. (ved. fig. 5 e 6)
1 sola scala visibile per ogni portata
Il Modello 690 B ha l'ultima portata con 600 Volts anzichè 500.

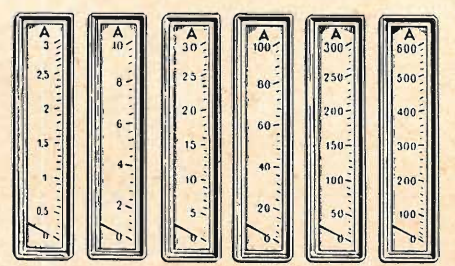
FIG. 4

PREZZO: L. 40.000. Sconto solito ai rivenditori, alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto, in vinilpelle L. 500 (vedi fig. 8). Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del riduttore modello 29.**

FIG. 5

Veramente manovrabile con una sola mano!!!

La ruota dentellata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra.

FIG. 7 FIG. 8

TELEVISORE
CGE

Mod. (Warmlight) TE 232 (6862) e TE 233 (6863)

ELENCO DEI COMPONENTI ELETTRICI DEI TELEVISORI TE 232 da 19" e TE 233 da 23".

Gruppo VHF.

R_{16} Potenziometro sintonia T116ER24; R_{17} Potenziometro regolatore sensibilità T116ER43; L_{10} Complesso MF-UHF T232DW29; V_1 Valvola amplific. RF. ECC. 189; V_2 Valvola convert. oscillatrice ECF. 86; G_1 Gruppo VHF c/ valvola per TE232 T232AA1; G_1 Gruppo VHF c/ valvola per TE233 T233AA1

Gruppo UHF.

VO_2 Valvola amplific. RF EC. 88; VO_2 Valvola convertitrice e oscillatrice EC. 86; GO_1 Gruppo UHF. completo di valvole T224AW1.

Amplif. MF *video e separatore sincronismo.*

V_3 Valvola amplificatrice di MF video EF. 183; V_4 Valvola amplificatrice di MF. video EF. 80; V_5 Valvola amplificatrice di MF. video EF. 80; V_6 Valvola amplificatrice video e CAS. ECL. 84; V_7 Valvola separatrice sincronismo e antidisturbo ECH81; X_2 Diodo IG95-OA70-OA160; G_2 Complessi I° MF. T176DV11; G_3 Complessi II° MF. T176DV12; G_4 Complessi III° MF. T176DV16; G_5 Complessi rivelatore video T187DV15; U_1 Piastra cablata e allineata T232AU1.

Amplificazione audio sincronizzazione orizzontale.

R_{219} Regolatore tenuta orizzontale T143ER44; L_{201} Bobina MF. 5,5 T143 DV19; L_{202} Primario rivelatore a rapporto (contenuto in G_7); L_{203} Secondario rivelatore a rapporto (contenuto in G_7); L_{204} Bobina oscillatrice orizzontale (contenuto in G_8); G_7 Complesso rivelatore a rapporto T143AV22; G_8 Complesso oscillatore orizzontale T220DS10 V_8 Valvola ampl. MF. suono EF.80; V_9 Valvola riv. preamplific. suono EABC. 80; V_{10} Valvola finale suono EL. 84; V_{11} Valvola comparatrice di fase EAA 91; V_{12} Valvola amplif. e oscill. orizzontale ECC. 82; U_2 Piastra cablata e allineata T232AU2.

Deflessione.

R_{401} Regolatore contrasto T232ER45; R_{403} Potenziometro contrasto T187 ER27; R_{406} Resistenza VDR.; R_{412} Regolatore ampiezza orizzontale T11ER41 R_{422} Potenziometro luminosità T116 ER26; R_{425} Potenziometro tenuta verticale T143ER28; R_{427} Regolatore ampiezza verticale T116ER43; R_{432} Regolatore linearità verticale T141ER44; R_{435} Regolatore linearità verticale T173ER41; R_{439} Resistenza VDR; C_{401} Condensatore elettrol. 50 μF NOC. 530 o NOC.572; C_{428} Condensatore elettrol. 50 μF NOC. 930 o NOC.937; L_{402} Complesso linearità orizzontale T173DS70; T_3 Trasformatore oscillatore verticale T143EB30; T_4 Trasformatore uscita verticale T143EB40; T_5 Trasformatore EAT (solo avvolgim.) T176DS30; T_6 Giogo deflessione DS20 T156 (INELCO) per TV232 da 19" T156DS20; T_6 Giogo deflessione (Philips) per TV233 da 23" T173DS20; V_{13} Valvola amplificatrice finale orizz. EL. 500; V_{14} Diodo smorzatore EY. 83; V_{15} Valvola rettificatrice AT. DY. 86; V_{16} Valvola oscill. amplif. verticale ECL. 82; V_{17} Cinescopio per TV 232 da 19" 19AMP4; Cinescopio per TV 233 da 23" 23BP4/03.

Alimentazione e varie.

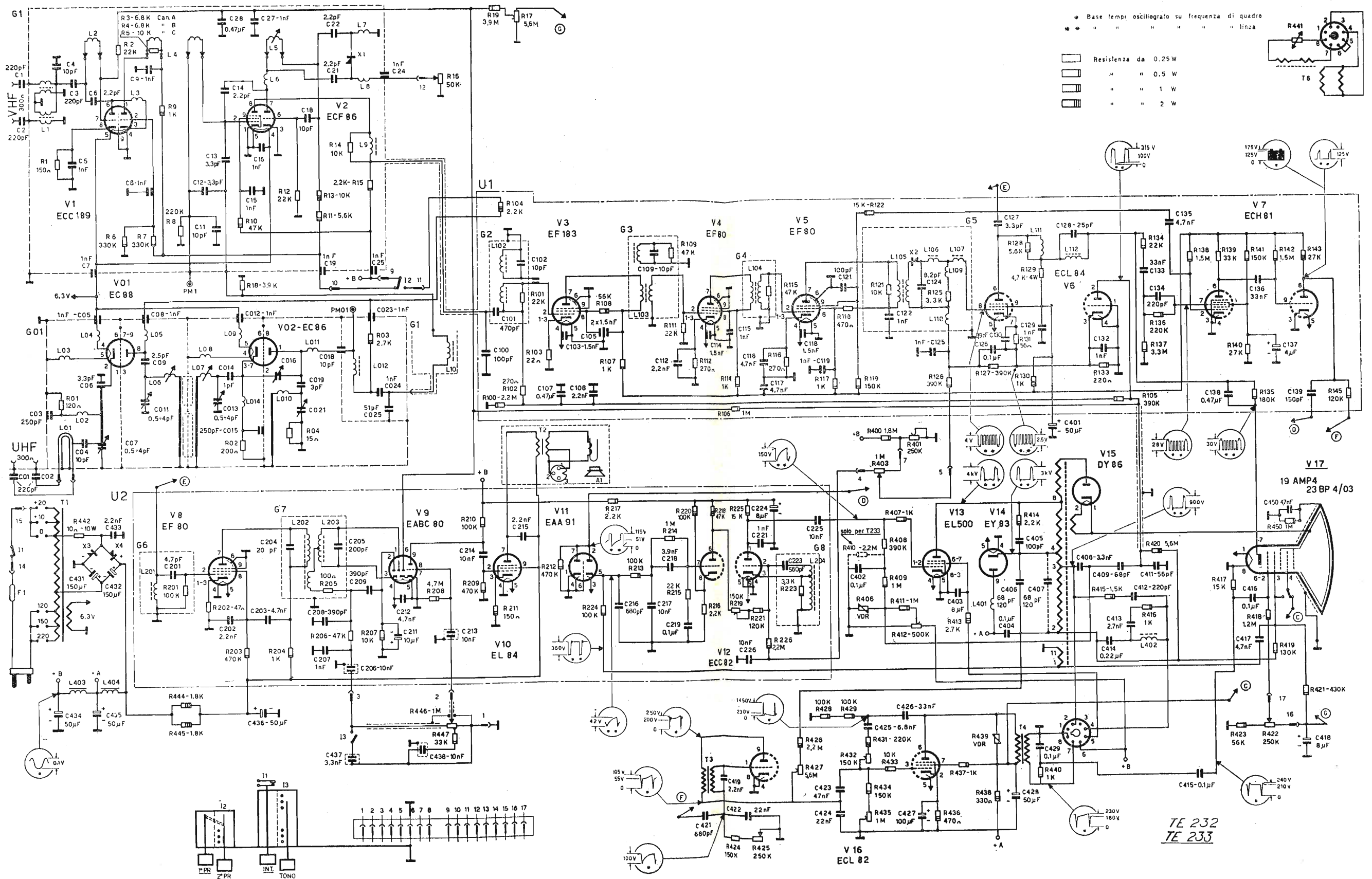
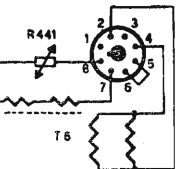
R_{446} potenziometro volume T116ER25 C_{434} condensatore elettr. NOC 930 oppure NOC 937; C_{435} condensatore elettr. NOC 930 oppure NOC 937; C_{436} condensatore elettr. NOC 930 oppure NOC 937; X_3 diodo al silicio 1S1695 oppure OA 210; X_4 diodo al silicio 1S1695 oppure OA 210; L_{403} 1° impedenza di filtro T143EB20; L_{404} 2° impedenza di filtro T143EB21; T_1 trasformatore di alimentazione T176 EM10; T_2 trasformatore di uscita suono T232EB10; F_1 fusibile NOX 51/ 14; A_1 altoparlante T 232.

ELENCO DELLE PARTI NON COMPRESE NELLA DISTINTA DEI COMPONENTI ELETTRICI DEL TE 232 (6862)

Mobile T232X1; Frontale T232X2; Schienale T232X11; Gommini supporto mobile T224X21; Manopola oscillatore orizzontale T220X22; Manopola commutatore VHF T224/1; Manopola UHF indice T224/3; Manopola UHF sintonia T224/4; Manopola frontale T224/5; Manopola posteriore NOM 250/1; Tastiera senza interruttore T232 DE1; Tastiera con interruttore T232 DE2; Nucleo AT T116S36; Supporto valvola AT T176DS32; Vite cambio tensione T111EM2; Spina antenna UHF NOU 18; Sigla « CGE » T232; Targhetta « Compagnia Generale di Elettricità » T232; Supporti in zama per mobile T224; Scatola imballo IT232.

ELENCO DELLE PARTI NON COMPRESE NELLA DISTINTA DEI COMPONENTI ELETTRICI DEL TE 233 (6863)

Mobile T233X1; Frontale T233X2; Schienale T233X11; Tastiera senza interruttore T233DE1; Tastiera con interruttore T233DE2; Supporti in zama per mobile T225; Scatola imballo IT233.

Tutte le altre parti sono uguali al televisore TE 232 da 19" (6862).

Schema elettrico del ricevitore di TV CGE mod. (Warmlight) TE 232 (6862) e TE 233 (6863)